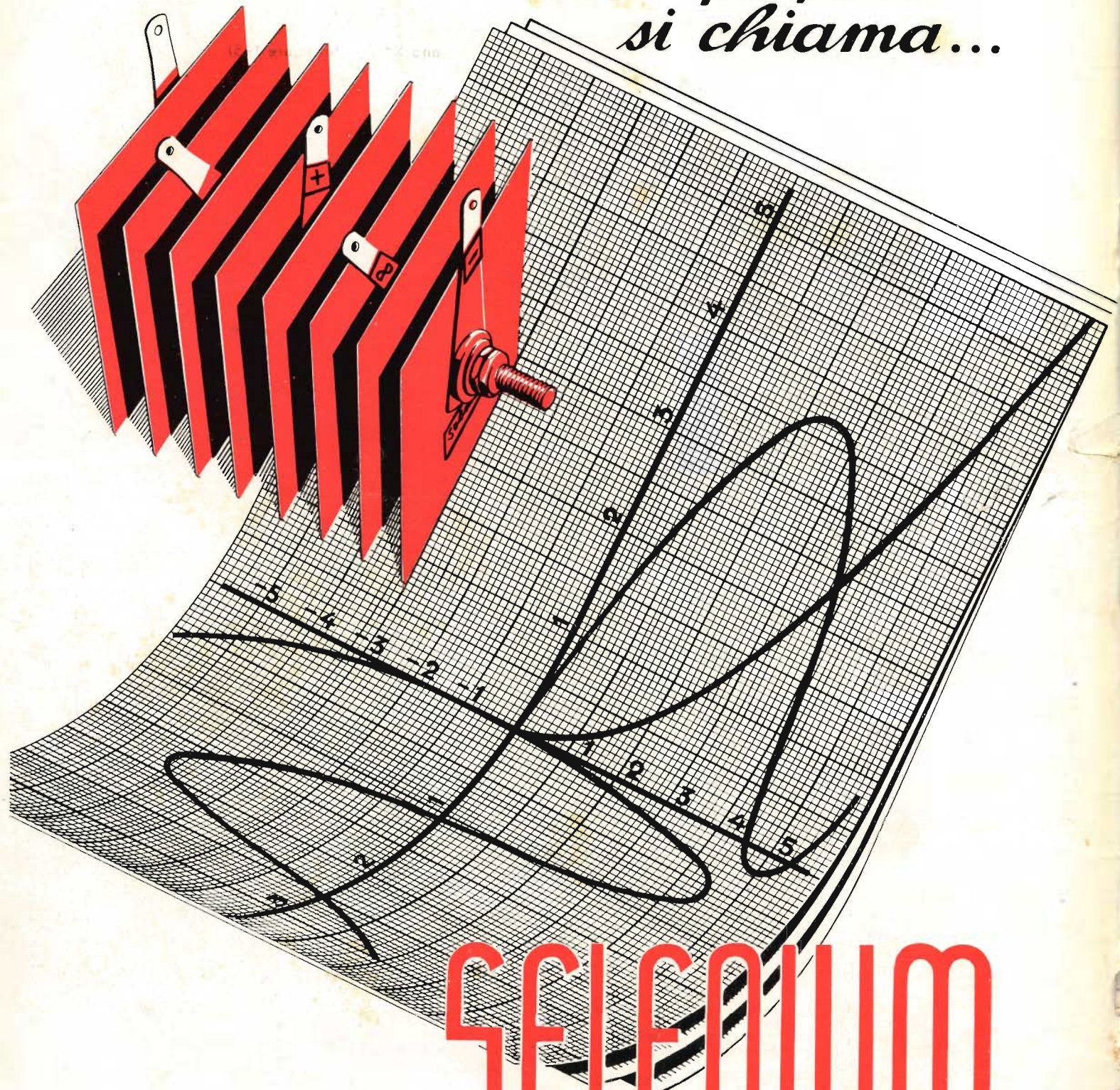
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

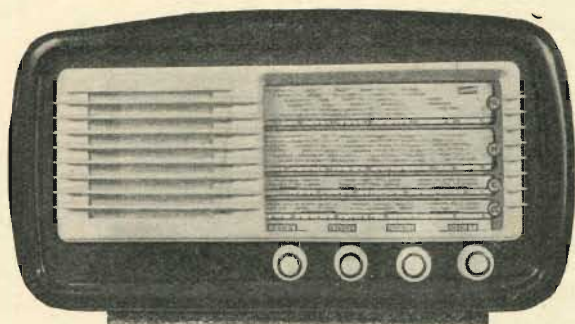
l'antenna

NUMERO **11**

Anno XXIII - Novembre 1951

LIRE 250

P. MORABEI '51

RADIOCOSTRUTTORI!
RADIORIPARATORI!

Un complesso per scatole di montaggio molto conveniente

Lire 4.500

formato da:

1° - Mobile in radica con frontale bicolore in plastica, dimensioni 30 x 56 x 21.

2° - Telaio in ferro con foratura per valvole rimlock, accuratamente verniciato.

3° - Scala gigante con variazione micrometrica.

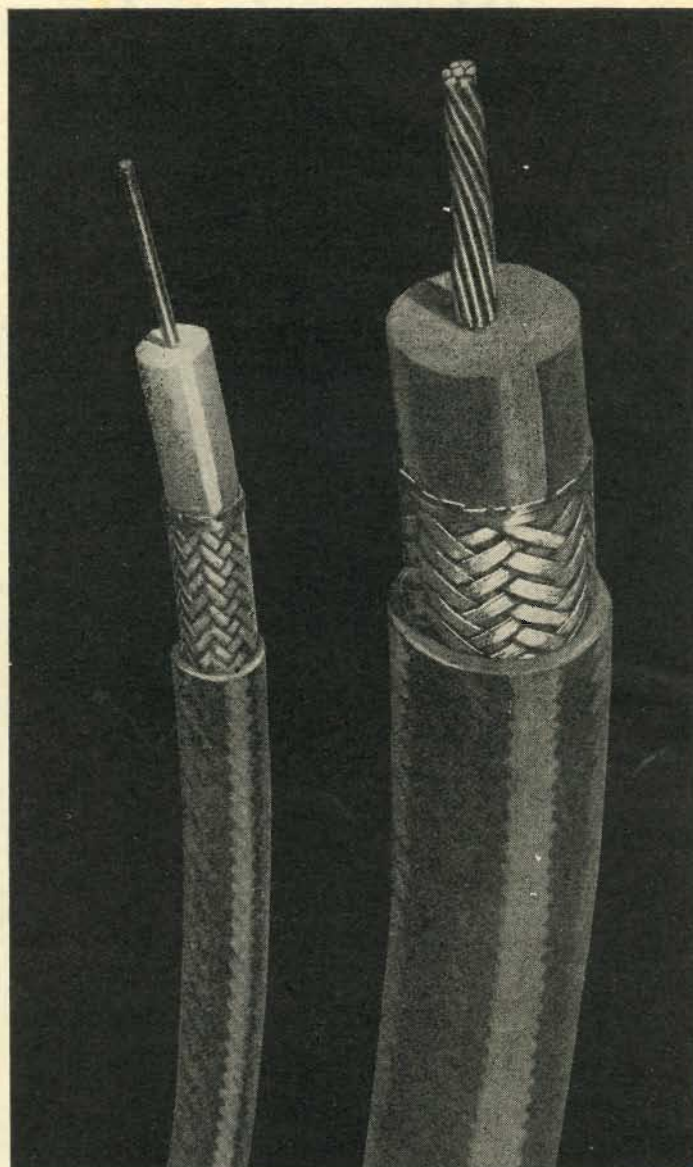
4° - N. 4 manopole nella tinta affine al mobile.

Scatola di montaggio completa di valvole e mobile **L. 16.000**

A richiesta inviamo listino con le migliori quotazioni

STOCK RADIO
FORNITURE ALL'INGROSSO E AL MINUTO PER RADIOCOSTRUTTORI

Via P. Castaldi, 18 - MILANO - Telefono n. 279.831

Cavi A. F.

Cavi per A.F.

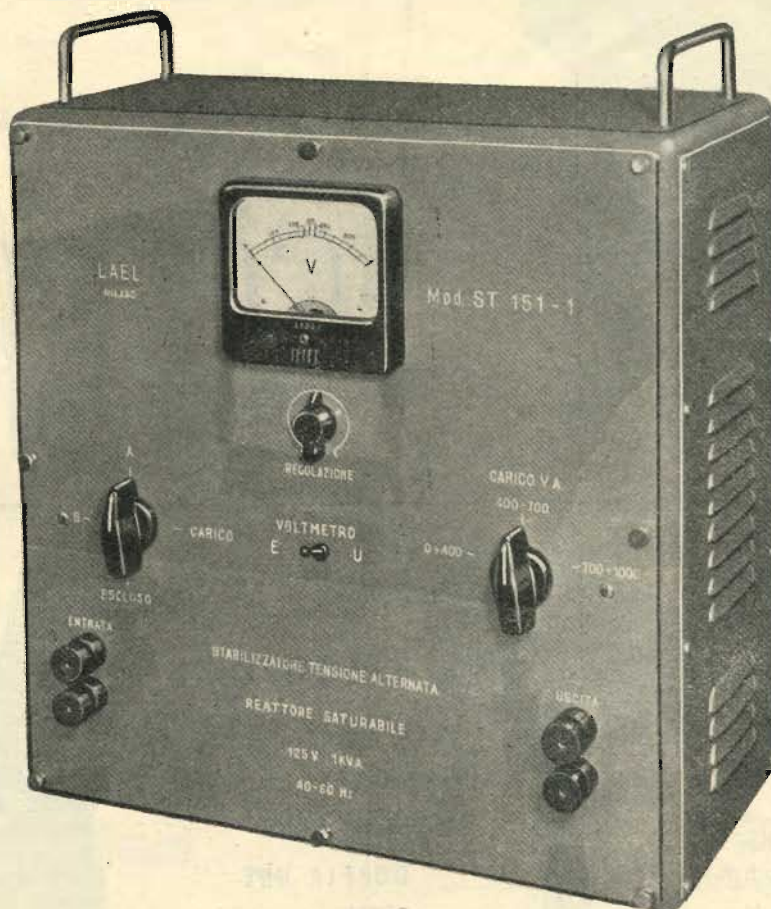
per antenne riceventi e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

S. R. L. Carlo Erba
MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

Produzione Pirelli S. p. A. - Milano

PHILIPS
RimlocK serie E
ECH 42 Triodo - esodo
V_f = 6.3V
I_f = 0.23A
Convertitore di frequenza (parte esodo)
V_b = 250V
R_1 = 27kΩ
R_2 = 27kΩ
R_{g3+gT} = 47kΩ
V_{g1} = −2V
I_a = 3.0
I_{g2+g4} = 3.0
I_{g3+gT} = 0.2
S_c = 0.75mA/V
R_i = 1MΩ
V_{osc} = 8V_{eff}
Oscillatore (parte triodo)
V_b = 250 V
R_a = 33kΩ
R_{g3+gT} = 47kΩ
V_{osc} = 8 V_{eff}
I_a = 4.8
I_{g3+gT} = 0.2
S_o = 2.8mA/V
S_{eff} = 0.55mA/V
μ = 22
EF 41 Pentodo a pendenza variabile
V_f = 6.3 V
I_f = 0.2 V
Amplificatore A.F. o M.F.
V_a = 250 V
R_{g2} = 90 kΩ
V_{g1} = −2.5V
I_a = 6
I_{g2} = 1.7
S = 2.2 mA/V
R_i = 1.0 MΩ
C_{ag1} < 0.002 pF
EBC 41 Doppio diodo triodo
V_f = 6,3V
I_f = 0,23A
Caratteristiche tipiche
V_a = 250V
V_g = −3V
I_a = 1
S 1.2mA/V
R_i = 58 kΩ
μ = 70
Amplificatore B.F.
V_b = 250V
R_a = 0.22MΩ
R_k = 1.8kΩ
I_a = 0.7
g = 51
EL 41 Pentodo finale
V_f = 6.3V
I_f = 0.71A
Amplificatore d'uscita classe A
V_a = 250 V
V_{g2} = 250 V
R_k = 170 Ω
I_a = 36
I_{g2} = 5.2
S = 10 mA/V
R_i = 40 kΩ
R_a = 7 kΩ
W_a = 9 W
W_o = 4.8 W
Amplificatore push-pull classe AB
V_a = 250 V
V_{g2} = 250 V
R_k = 75 Ω
I_{amin} = 2×36
I_{amax} = 2×39.5
I_{g2min} = 2×5.2
I_{g2max} = 2×8
R_{aa} = 7 kΩ
W_o = 9.4 W
AZ 41 Raddrizzatore per due semionde
V_f = 4 V
I_f = 0,75A
Raddrizzatore
V_{tr} = 2×500 V_{eff}
= 2×400 V_{eff}
= 2×300 V_{eff}
I_o = max. 60
= max. 60
= max. 70
C_{filt} = max. 50 μF
La serie più apprezzata per apparecchi di qualità
RimlocK "Miniwatt"

commutatore d'onda X2 a 24 contatti
LARA
Sede
MILANO - Via Sanremo, 16 - Tel. 53176
Officina
ALESSANDRIA - Corso Acqui, 3 - Tel. 21.31

CORSO XXII MARZO 6 - MILANO - TELEFONO 58.56.62

REGOLATORE AUTOMATICO DI TENSIONE ALTERNATA MOD. 151

A REATTORE SATURABILE E CONTROLLO ELETTRONICO

CARATTERISTICHE:	
Potenza resa	Tipo normalizzato 1000 VA. A richiesta vengono forniti regolatori anche per potenze superiori
Tensione entrata	Qualsiasi tensione di rete
Tensione uscita	Qualsiasi tensione di rete
Campo di regolazione	± 15 % rispetto alla tensione d'uscita
Variazione del valore efficace della tensione d'uscita	± 0,5 % al variare della tensione d'ingresso entro i limiti di regolazione da carico zero al massimo carico
Forma d'onda	La forma d'onda all'uscita è tale da consentire entro uno scarto di frequenza rete del ± 6 % una costanza del valore di cresta e del valore medio migliore di ± 1 % estesa a quasi tutto il campo di regolazione della tensione di alimentazione e del carico
Deriva	Nei primi 15 minuti di funzionamento la tensione d'uscita può variare di qualche unità per cento, è previsto un apposito comando per riportare al valore esatto
Campo di frequenza	La regolazione del valore efficace della tensione d'uscita è indipendente dalla frequenza di rete da 38 a 60 Hz
Velocità d' intervento	≅ 0,2 minuti secondi
Rendimento	≅ 90 % a pieno carico
Cos φ	≅ 0,8

FABBRICA AVVOLGIMENTI ELETTRICI

MILANO (535)

P.za Piola 12 - Tel. 296.037

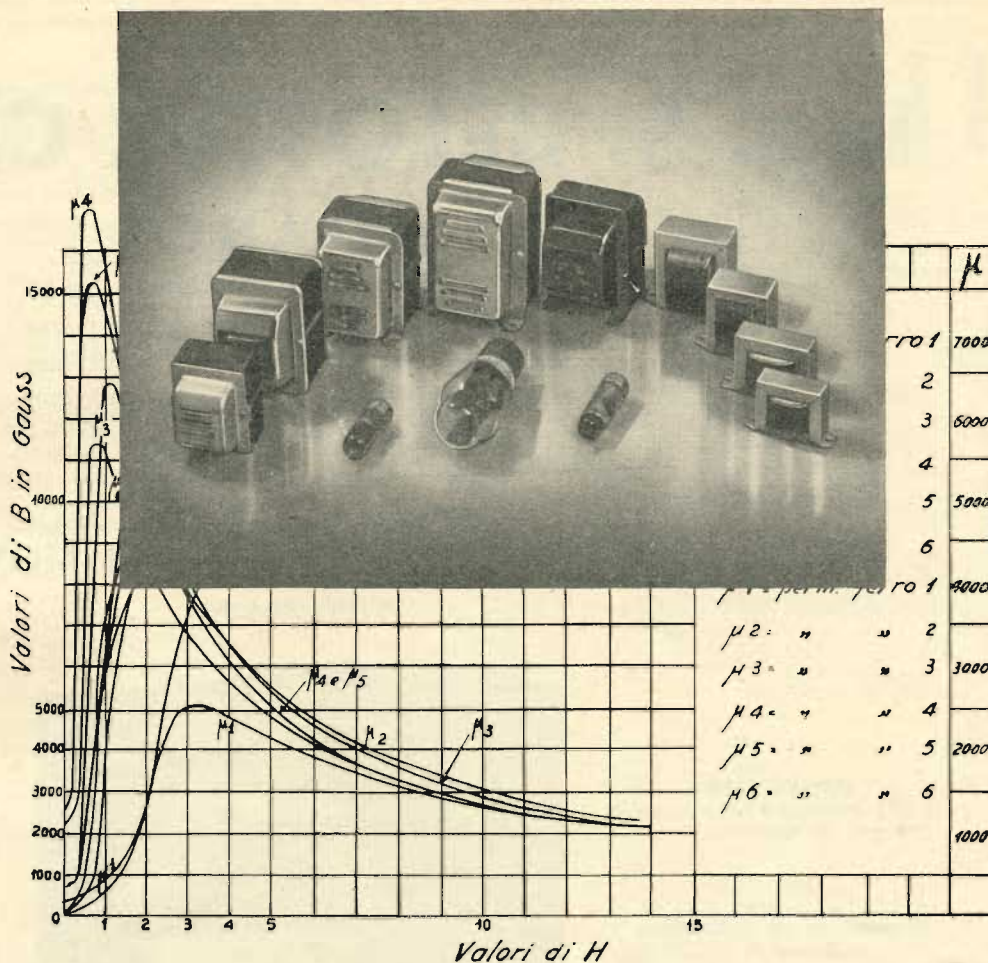
Trasformatori d'Alimentaz. (Brevet.)

Trasformatori d'Uscita

Autotrasformatori

Avvolg. per telefonia e motoscooter

Avvolgimenti speciali

Ufficio tecnico per lo studio e progettazione di avvolgimenti speciali

LA "LESA" PRESENTA LE SUE PIU' RECENTI REALIZZAZIONI NEL CAMPO DEL MICROSOLCO

Equipaggio fonografico "F3U|V"

Motore a tre velocità (33 ¹/₃ - 45 - 78 giri) con regolatore centrifugo. Rivelatore a testine intercambiabili, tipo "Micros A„ a puntina permanente per 33 ¹/₃ e 45 giri e tipo "Tesma A„ a puntina normale per 78 giri.

"Lesaphon 23"

È un apparecchio portatile contenente l'Equip. "F3U/V„ come descritto. un amplificatore BF ed un altoparlante. Racchiude in sè i pregi dell'eleganza, della musicalità e della tecnica più progredita.

MILANO - Via Bergamo, 21

"Lesavox 33"

Elegante valigetta contenente l'Equip. "F3U/V„ come descritto e gli organi di collegamento. Si accoppia facilmente a qualunque radioricevitore, trasformandolo in un moderno radiofonografo.

Chiedete i cataloghi per i singoli articoli

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

11

NOVEMBRE 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

Geloso
tutti i componenti per modulazione di frequenza

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE QUATTORDICESIMA)

CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI SEPARATORI DEL SEGNALE DI SINCRONIZZAZIONE VERTICALE USATI IN RICEZIONE

e) Caratteristiche dei circuiti separatori del segnale di sincronizzazione verticale usati in ricezione.

Chiudiamo l'argomento « sincronizzazione dell'immagine » con una sintesi delle caratteristiche dei circuiti più usati per la creazione del segnale verticale dal sincro, cioè per la separazione dell'impulso contenuto nel segnale standard e la sua successiva trasformazione che lo rende atto al comando del relativo generatore di denti di sega. Per ognuno di questi circuiti, seguendo George Town, verranno fornite le seguenti espressioni analitiche:

1) L'equazione della tensione v ai capi dell'elemento d'uscita in funzione della costante di tempo τ del circuito e del tempo t:

$$v = k\,(1 - e\; e^{-t/\tau}) \qquad [36]$$

dove k è una costante dipendente dagli elementi costituenti il circuito, mentre e = 2.718281828 . . . . è la base dei logaritmi naturali.

2) L'espressione che fornisce la risposta di ampiezza in funzione della frequenza, cioè l'equazione che esprime la legge di variazione dell'ampiezza della tensione V_f in volt efficaci alla frequenza f all'uscita del circuito con la variazione $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ della pulsazione rispetto alla frequenza di risonanza (per i circuiti provvisti di elementi risonanti L.C.), o rispetto alla frequenza zero, ossia in corrente continua (per i circuiti ad elementi non risonanti R.C., oppure R.L.), con la costante di tempo τ del circuito in esame, e con l'ampiezza V_0 della tensione applicata ai morsetti di entrata alla risonanza (V_0 in volt eff), ovvero a freq. zero (V_0 in volt c.c.). L'equazione annunciata è la seguente:

$$V_f = V_0\, a^{-1}\,(1 + jb\,\tau\Delta\omega + c)^{-1} \qquad [37]$$

Verificandosi in pratica che in molti casi è: $a = b = 1$ e $c = o$, la [37] può essere in prima approssimazione sostituita con la seguente formula semplificata:

$$V_f = V_0\,(1 + j\tau\Delta\omega)^{-1} \qquad [38]$$

E' chiaro che la [37] o la [38] indicano la larghezza di banda trasmessa dal circuito, ossia la gamma di frequenza per le quali la tensione di uscita ha ampiezza maggiore o uguale a quella considerata di taglio. I requisiti essenziali di un circuito separatore sono due: la rapidità di creazione del segnale separato e modificato nella forma, e un alto rapporto segnale disturbo.

(N.d.R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti fascicoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 - Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - Febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte sesta: XXIII - 3 - Marzo 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte settima: XXIII - 4 - Aprile 1951 - pagg. 65 e segg.;
parte ottava: XXIII - 5 - Maggio 1951 - pagg. 89 e segg.;
parte nona: XXIII - 6 - Giugno 1951 - pagg. 121 e segg.;
parte decima: XXIII - 7 - Luglio 1951 - pagg. 145 e segg.;
parte undicesima: XXIII - 8 - Agosto 1951 - pagg. 169 e segg.;
parte dodicesima: XXIII - 9 - Settembre 1951 - pagg. 189 e segg.;
parte tredicesima: XXIII - 10 - Ottobre 1951 - pagg. 213 e segg.

Affinchè i disturbi all'uscita siano fortemente attenuati è necessario che la larghezza di banda trasmessa sia piccola, ma in pratica l'entità dei disturbi all'emergenza dipende anche dalla distorsione del disturbo all'ingresso presente nel campo di frequenza interessato. Nel seguito però si trascura questa osservazione ritenendo valida l'ipotesi che i disturbi siano uniformemente distribuiti nello spettro di frequenze.

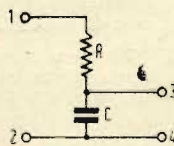



Fig. 48. - Filtro passa basso a *RC* in serie alimentato a tensione costante.

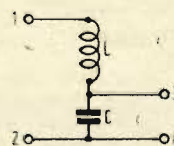



Fig. 49. - Filtro passa basso a *LC* in serie alimentato a tensione costante.

D'altro canto per generare prontamente il segnale utile il circuito dovrebbe lasciar passare le componenti di alta frequenza del segnale applicato, affinchè siano seguite le sue rapide variazioni, ciò che è in evidente contrasto con quanto detto sopra circa le caratteristiche necessarie per la limitazione dei disturbi. Conviene allora fissare una data larghezza di banda e ricercare quel circuito, che fornisce per essa più rapidamente il segnale desiderato; ovvero stabilire la velocità di generazione e ricercare quel circuito che per essa richiede la minima larghezza di banda.

* * *

Passiamo ora in rassegna i vari circuiti accennati per ricavarne le equazioni caratteristiche sopra indicate:

I) Filtro passa basso ad una sola cellula, a R e C in serie alimentato a tensione costante (fig. 48). Questo caso è già stato trattato in « *b) Proprietà della sincronizzazione orizzontale*, fig. 8a) » con qualche dettaglio (1). Basterà perciò riassumere qui ciò che interessa ai fini della separazione del segnale verticale.

Si applichi ai morsetti 1, 2 di entrata del circuito di fig. 48 una tensione impulsiva continua V1(t) tale che per $t < 0$ è nulla e per $t > 0$ vale V (funzione unità di Haeviside); questa compensa le cadute di tensione resistiva e capacitiva, per cui

$$V1(t) = R_i + v_c = Ri + \frac{1}{C}\int i\, dt,$$

l'ultimo termine rappresenta la tensione v di uscita integrata utile per la sincronizzazione verticale. Per la [9] del capitolo sopra riportato si ha:

$$v = v_c = (1 - e^{-t/RC}) = V\,(1 - e^{-t/\tau}) \qquad [39]$$

essendo $\tau = RC$ la costante di tempo.

Si applichi ora ai morsetti di entrata 1, 2 una tensione alternata costante di pulsazione $\omega = 2\pi f$. Dette V_f e V_0 le tensioni di di uscita ai morsetti 3, 4 ai capi del condensatore rispettivamente alla frequenza f e alla frequenza ***zero***, dette ancora X e Z ri-

spettivamente la reattanza capacitativa e la impedenza totale del circuito, si ha:

$$\frac{V_f}{V_o} = \frac{X}{\overline{Z}} = \frac{-j/\omega C}{R - j/\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \text{ ossia}$$

$$V_f = V_o (1 + j\omega\tau)^{-1} \qquad [40]$$

La [39] e la [40] assicurano che per il filtro passa basso RC in serie monocellulare la [36] e la [38] sono esattamente verificate.

II) Filtro passa basso ad una sola cellula, a L e R in serie, alimentato a tensione costante (fig. 49). Questo caso è già stato contemplato in fig. 8b) (1).

Si applichi la tensione impulsiva di Heaviside V1(t) ai morsetti 1, 2 di entrata; questa tensione compensa la caduta induttiva e resistiva:

$$V1(t) = L \frac{di}{dt} + Ri$$

La tensione di uscita utile v ai capi della resistenza R, per la [18] precedentemente dimostrata vale:

$$v = Ri = V (1 - e^{-Rt/L}) = V (1 - e^{-t/\tau}) \qquad [41]$$

avendo posto la costante di tempo $\tau = L/R$.

Si applichi ora ai morsetti 1, 2 di entrata una tensione alternata costante di pulsazione $\omega = 2\pi f$; per la tensione V_f alla frequenza f ai capi dell'elemento d'uscita R fra 3, 4, detta $\overline{Z}$ l'impedenza totale, si ha evidentemente:

$$\frac{V_f}{V_o} = \frac{R}{\overline{Z}} = \frac{R}{R + j\omega L} = \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega L}{R}}, \text{ ossia}$$

$$V_f = V_o (1 + j\omega\tau)^{-1} \qquad [42]$$

essendo V_0 la tensione di uscita alla frequenza zero.

La [41] e la [42] assicurano che per il filtro passa basso a L e R monocellulare la [36] e la [38] sono esattamente verificate.

(continua)

(1) Vedi « *l'antenna* » n. 11 e 12, vol. XXII, Novembre e Dicembre 1950, pag. 237 e pag. 261.

GLI SVILUPPI DELLA TELEVISIONE IN INGHILTERRA

INAUGURAZIONE A HOLME MOSS DEL SECONDO TRASMETTITORE DI GRANDE POTENZA

(nostro servizio particolare)

Il 12 ottobre scorso è stato inaugurato ufficialmente il secondo impianto di una rete di 5 trasmettitori di grande potenza che la B.B.C. ha in via di attuazione secondo un piano prestabilito.

Nonostante le restrizioni della produzione industriale imposte dal piano di riarmo, il Governo inglese ha deciso di portare a termine entro la metà del 1952 questo superbo piano che metterà a disposizione dell'80 % della popolazione inglese un perfetto ed efficiente servizio di televisione circolare.

Lo « slogan » inglese di attualità è: « La televisione non è un lusso. La televisione è una necessità moderna ».

Il terzo trasmettitore di grande potenza attualmente in avanzata costruzione a Kirk o' Shott (Scozia) verrà inaugurato verso i primi del 1952 ed il quarto, pure esso in allestimento a Wenvoe (Galles) entrerà in servizio verso la metà del 1952.

Il trasmettitore di Holme Moss entrato in servizio regolare il 12 ottobre scorso sorge in una località a 12 km da Huddersfield (Manchester) ad un'altezza sul mare di circa 300 m; l'antenna trasmittente in cima ad una torre di 250 m d'altezza viene così a trovarsi a circa 550 m dal suolo circostante.

L'impianto radiotrasmittente « video » di Holme Moss, costruito dalla Marconi, può considerarsi il più potente del mondo; esso eroga in antenna una potenza di 45 kW-cresta sulla frequenza di 51,75 MHz. E' fiancheggiato dal trasmettitore « audio » della potenza di 12 kW sulla frequenza di 48,25 MHz.

Il trasmettitore « video » è del tipo a modulazione positiva in ampiezza sulla griglia dello stadio finale: il trasmettitore « audio » è modulato pure in ampiezza secondo le norme dello « standard » TV inglese.

L'antenna irradiante consiste di due gruppi di quattro dipoli verticali a larga banda montati uno sopra l'altro ad una distanza di circa una lunghezza d'onda: guadagno in piano orizzontale circa 4 db.

Entrambi i trasmettitori « video » ed « audio » erogano sulla stessa antenna attraverso un « diplexer » a ponte.

La trasmissione « video » ha una banda laterale parzialmente soppressa (vestigial side band system).

Questo nuovo trasmettitore analogamente a quello precedente di Sutton Coldfield (1) trasmette il programma originato negli studii di Londra.

Il collegamento fra i vari trasmettitori è tutto previsto in cavo coassiale. Poichè però la posa di tale cavo sarà in ritardo sulla messa in servizio di taluni trasmettitori, si supplirà nei primi tempi con collegamenti mediante ponti radio che rimarranno poi come utile riserva.

Infatti i trasmettitori di Londra e Sutton Coldfield (Birmingham) sono oggi collegati mediante cavo coassiale e mediante un ponte radio unidirezionale, ma con direzione invertibile, funzionante su 1000 MHz; il nuovo trasmettitore di Holme Moss è collegato a Birmingham (via Manchester) col solo cavo coassiale. Il quarto trasmettitore, di Kirk o' Shott (Scozia) verrà collegato con un ponte radio pure a 1000 MHz: il cavo coassiale verrà poi in un secondo tempo.

Con la rete suaccennata di trasmettitori TV, la B.B.C. prevede un campo non inferiore a 500 microvolt/metro (ordine di grandezza del campo che si ha oggi a 20÷25 km dalla stazione TV di Torino - RAI) per il 60 % del territorio inglese.

Parallelamente al programma di potenziamento della rete trasmittente TV, la B.B.C. ha sviluppato gli « studi » di presa londinesi.

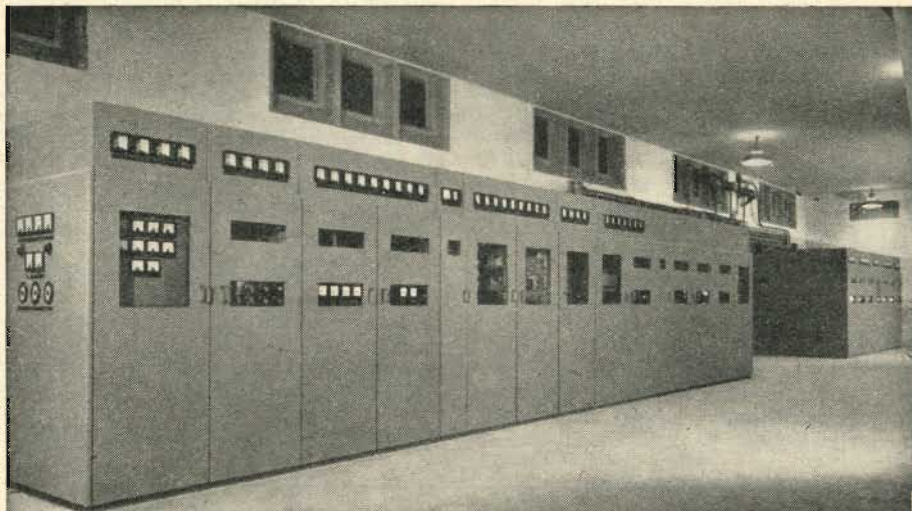
Con una drastica soluzione la B.B.C. ha deciso di abbandonare la vecchia sede dell'Alexandra Palace per sistemare tutti i suoi « studi » TV in un nuovo gruppo di edifici che sorgerà fra breve in una località eccentrica di Londra, chiamata White City (2). In attesa della conclusione di tale programma la B.B.C. ha già utilizzato una serie di « studi » cinematografici (ex Arthur Bank) già esistenti su un'area limitrofa destinati poi a rimanere a sussidio

(1) Vedi « *l'antenna* », n. 2, Vol. XXII, Febbraio 1950, pag. 30 e segg.: « Sutton Coldfield, la nuova stazione televisiva della BBC ».

(2) Vedi « *l'antenna* », n. 11, Vol. XXII, Novembre 1950, pag. 245 e seg.: « La Città Bianca, nuovo centro di televisione in Gran Bretagna ».

Qui a fianco: il radiotrasmettitore video 45 kW (a sinistra) e audio 12 kW (a destra) del nuovo impianto inglese di Holme Moss.

Nella pagina precedente: l'antenna trasmittente a larga banda del nuovo impianto inglese di Holme Moss, in cima a una torre di 250 m d'altezza.

Sotto, nell'ordine: la sala regia dello studio G del nuovo Centro televisivo londinese della BBC, in primo piano la regia « audio », in secondo piano la regia « video »; lo studio principale (studio G) del nuovo Centro programmi televisivi di Lime Grove (Londra) della BBC.

della White City. Tali « studi » sorgono in Lime Grove e costituiscono oggi il più moderno complesso europeo di studi TV. Ve ne sono oggi 4 in funzione: un quinto è in allestimento.

Fra i quattro esistenti lo « studio », il più grande (5000 mq circa), è equipaggiato con apparati da presa di una nota ditta inglese di costruzioni radioelettroniche dotati di raffinatezze elettromeccaniche sconosciute al materiale americano. Ad es., il cambio degli obbiettivi alle camere può essere comandato a distanza dal banco regia: tempo necessario 3 secondi ed il nuovo obbiettivo è già a fuoco poichè esiste una messa a fuoco automatica con un dispositivo a ponte elettronico.

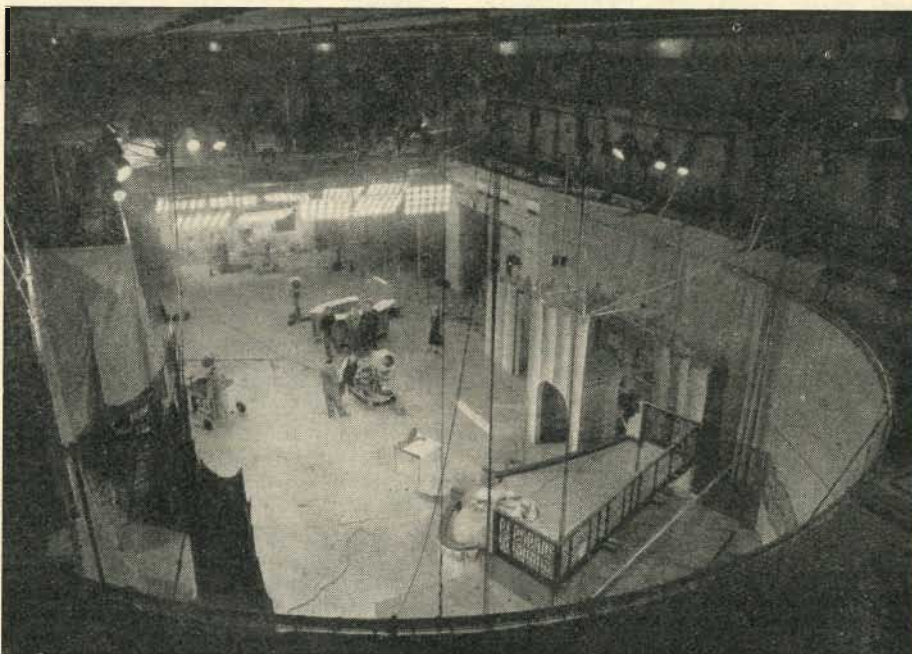
Comunque anche la messa a fuoco generica, viene effettuata di regola a distanza dal banco regia.

Le nuove camere da presa sono un capolavoro di precisione ottico-elettronico-meccanica: sezioni di circuiti sono contenuti in blocchi amovibili istantaneamente in modo che la ricerca dei guasti e la loro riparazione sono enormemente facilitati.

Ho assistito alle prove generali di un programma di varietà eccezionale che doveva andare in onda l'indomani per l'inaugurazione del trasmettitore di Holme Moss.

Ho potuto così seguire con lo « script » sott'occhio, gentilmente fornitomi dalla B.B.C., ogni dettaglio della regìa e della tecnica scenografica di « studio » assai complessa di virtuosismi durante i 15 numeri dello spettacolo pel quale erano stati scritturati artisti e cantanti di primissimo piano del varietà inglese.

Debbo riconoscere che la B.B.C. ha ormai acquisito una tale esperienza e padronanza nel campo delle trasmissioni TV da essere senza alcuna esitazione classificata al primo posto, sopra agli stessi americani, la cui tecnica non è così curata, direi quasi, cesellata. Nessuna cura tecnica è trascurata dalla B.B.C. allo scopo di mantenere costantemente un'alta « qualità » di trasmissione che si traduce in ottime immagini ai ricevitori nonostante la minor definizione dello standard di 405 righe.

Soprattutto interessante è notare come tutta la tecnica della ripresa, inquadrature comprese, è completamente distaccata da quella più comune del cinema inquatochè rivolta ad ottenere immagini ed inquadrature essenzialmente destinate ad essere osservate sui piccoli schermi dei televisori e non sui grandi schermi delle sale da proiezione.

Inoltre tale tecnica è stata dalla B.B.C. ovviamente mantenuta per le riprese dei film di propria produzione esclusivamente destinati alle trasmissioni TV.

Va infatti segnalato che la B.B.C. integra attualmente le proprie trasmissioni, al 60 % circa, con film cinematografici l'80 % dei quali viene espressamente prodotto a tale scopo.

Il giornale televisivo illustrato di attualità « News Reel » di 20 minuti che la B.B.C. rinnova ogni due giorni, è il frutto di una complessa organizzazione alimentata dalle riprese di numerosi operatori cinematografici sparsi in tutto il mondo.

Un'altra notevole produzione di film della B.B.C. è dedicata pel mixaggio di apposite scene e sequenze durante la trasmissione dello « studio » di azioni drammatiche o comiche od altro allo scopo di animare ed estendere la dinamica del soggetto.

« Ad latere » della febbrile attività dell'esercizio delle trasmissioni TV, l: B.B.C. ha creato a Kingswood Warren, una tranquilla località a circa 60 km da Londra, un magnifico ed attrezzatissimo laboratorio di studi e ricerche nel settore televisivo.

Fra le più importanti ricerche attualmente in corso ne citerò due: una relativa ad un sistema di TV ad altissima definizione (circa 1000 righe) ed una riguardante un sistema di TV a colori.

Quale tremenda differenza fra questo attrezzatissimo (di uomini e materiali) laboratorio ed il nostro misero e languente Centro Nazionale di Studi Televisivi di Torino (C.N.R.).

A. Banfi

IL PRIMO SALONE DELLA TV FRANCESE

(nostro servizio particolare)

Il primo « Salon de la Television » svoltosi a Parigi dal 28 settembre al 10 ottobre, ultimi scorsi, ha riportato un meritato successo. Sessantamila visitatori sono sfilati dinanzi a circa 150 televisori presentati in piena funzione dall'industria radioelettrica francese: più di 1000 televisori sono stati ordinati dal pubblico minuto, cifra piuttosto importante riferita ai 10.000 telespettatori oggi esistenti in Francia.

Il Salone della TV è stato un vero e proprio atto di fede dell'industria radioelettrica francese che ha saputo allineare più di una ventina di costruttori con modelli di proprio progetto e produzione. Tutti i televisori esposti erano in funzione regolare, collegati ciascuno ad una propria antenna. Era possibile la ricezione delle emissioni della Tour Eiffel a 441 e 819 righe nelle ore prestabilite.

Durante il rimanente periodo di apertura del « Salon » veniva posta in funzione una piccola radio trasmittente video-audio alimentata da un analizzatore di film (flying spot) da 16 mm a 819 righe veramente di ottima qualità.

Indubbiamente tutto lo sviluppo della TV in Francia risente della coesistenza del duplice standard 441 righe e 819 righe che lascia un po' incerti gli acquirenti di apparati che non sono ancora persuasi che l'ultima parola sia stata già detta sullo standard definitivo.

Vi è poi la questione dei prezzi che sono più alti del 15 ÷ 20% per i televisori a 819 righe rispetto a quelli a 441 righe. I prezzi dei televisori francesi sono poi decisamente superiori a quelli dei televisori inglesi esposti nell'ultima Mostra della Radio Inglese. Ciò dipende in parte dalle minori esigenze tecniche dello standard inglese a 405 righe ed in parte dal volume di produzione che oggi in Francia è limitatissimo.

Comunque questo I° Salon parigino della televisione ha rivelato una buona preparazione della tecnica francese sia nella costruzione degli chassis che dei tubi catodici.

E' interessante notare come l'industria francese dei tubi elettronici si sia già attrezzata per un'ottima produzione di tubi catodici per televisione. L'attuale produzione è orientata su tipi a schermo rotondo da 9, 10, 12 e 16 pollici in tutto vetro, 16 pollici rotondo metallico, 14 e 17 pollici a schermo rettangolare in tutto vetro.

La tendenza dei televisori francesi è comunque per uno schermo piuttosto grande (12 e 16 pollici) anche perchè favoriti dallo standard ad elevato numero di righe.

Qualche modello a schermo piccolo (9 e 7 pollici) con lente anteriore per l'ingrandimento ottico non è parso molto persuasivo e neppure molto conveniente dal lato prezzo (55.000-65.000 franchi).

I circuiti elettronici degli apparecchi sono di tipo ormai classico a due canali di media frequenza (video ed audio) da 18 a 23 valvole ed utilizzano valvole « miniature » per lo più di costruzione francese.

La qualità delle immagini era molto buona se pur non sempre ben regolata nei contrasti e nei chiaroscuri.

La televisione francese ha migliorato molto, in questi ultimi tempi, la qualità ed il genere dei suoi programmi. Particolare interessante è lo sforzo fatto per assicurare ogni giorno un giornale televisivo di 20 minuti su film costituito dal montaggio delle riprese di 6 operatori, selezionate in un apposito reparto di Tele-Paris. Tale reparto assicura quindi un film quotidiano da 16 mm della durata di 20 minuti che viene trasmesso seralmente, coi principali avvenimenti del giorno. L'interesse del pubblico per questo giornale illustrato serale è grandissimo.

Il Direttore della Television Française a Parigi, Mr. Arnaud, ha dichiarato che alla fine di quest'anno verrà lanciato un prestito nazionale per dotare di impianti trasmittenti di televisione le città di Marsiglia, Lione e Bordeaux, che saranno collegate mediante ponti radio a Parigi.

Una trasmittente TV per ora autonoma, si sta allestendo a Monte Carlo ed un'altra in Algeria.

E' comunque evidente che la « Television Française » risente della ristrettezza di un bilancio statale che non potrà mai avere l'elasticità e la disponibilità delle imprese private che gestiscono la TV in America ed in Inghilterra.

Per contro l'industria francese, della quale un magnifico esponente è la Società « Radio Industrie », sta facendo uno sforzo non indifferente per dare alla televisione domestica quella perfezione e sicurezza tali da suscitare nel pubblico quel favore e quell'entusiasmo già verificatosi in America ed in Inghilterra.

E' comunque indubbio che un notevole contributo in questo senso è stato dato da questo 1° « Salon » della Televisione.

A. Banfi

DATI TECNICI SULLE STAZIONI TV EUROPEE

Da una recente pubblicazione inglese (*Wireless World*: « Guide to Broadcasting Stations », Iliffe & Sons, Ltd., London, 2s) togliamo i dati riportati nella tabella seguente e inerenti alle stazioni europee di televisione. Non si sono potuti aggiungere i dati relativi alle stazioni russe di Mosca, Leningrado e Kiev perchè non resi di pubblica ragione. Crediamo che gli elementi riportati, oltre a servire ad un utile inquadramento della situazione europea attuale, possano interessare i radioamatori italiani sempre a caccia di primati ambiti ed invidiati:

Frequenza portante video	kW	Modulaz.	Polarizz.	Linee	Frequenza portante audio	kW	Modulaz.	Stazione
45.00	17	posit.	verticale	405 D	41.50	3	AM	Londra
46.00	30	posit.	verticale	441	42.00	5	AM	Parigi
47.75		negat.		625	49.00			Kootwijk Olanda
48.25			orizzont.	625	53.75		FM	Eindhoven Olanda
51.75	35	posit.	verticale	405 L	48.25	12	AM	*Holme Moss Inghilt.
56.75	50	posit.	verticale	405 L	53.25	12	AM	Kirk o' Shotts »
61.75	35	posit.	verticale	405 L	58.25	12	AM	Sutton Coldfield »
62.25		negat.	orizzont.	625	67.75		FM	*Lopik Olanda
62.25		negat.		625	67.75			Losanna
63.25	0.1	negat.		625 D	67.25	0.1	FM	Copenhagen Danim
66.75	50	posit.	verticale	405 L	63.25	12	AM	*Wenvoe Inghilt.
83.25	5	negat.		625 U	87.75	2.5	FM	Torino
185.25	3	posit.	orizzont.	819 L	171.40	0.7	AM	Lilla
213.25	5	posit.	orizzont.	819 L	202.10	3	AM	Parigi

Nella tabella sopra riportata sono segnati: la portante video e la potenza irradiata, nonchè il tipo di modulazione impiegato e il piano di polarizzazione. Nella colonna intestata « Linee » le lettere poste a fianco stanno ad indicare, nel caso di bande laterali parzialmente soppresse, se tale soppressione si riferisce alla banda superiore (U) o inferiore (L). Nell'ultima colonna sono contrassegnate con asterisco le stazioni in fase di realizzazione.

(LB)

COMPLESSO
PER AMPLIFICAZIONE SONORA AD ALTA FEDELTA'

AMPLIFICATORE AD ALTA FEDELTÀ COMPLETO DI MOTORINO GIRA DISCHI E FONORIVELATORE CON RADIORICEVITORE INCORPORATO A FUNZIONAMENTO INDIPENDENTE E ALTOPARLANTE SPIA

MESSA A PUNTO E DATI COSTRUTTIVI DEI TRASFORMATORI (*)

di BRUNO PIASENTIN

La messa a punto di tutto il complesso, se montato con la dovuta cura, si riduce a un preciso controllo di tutte le tensioni applicate ai singoli elettrodi di ogni valvola. La misura dovrà essere fatta con uno strumento ad elevata resistenza interna, possibilmente del tipo a 20.000 ohm per vol; è ammessa una tolleranza massima del 10 % sui valori riportati nella Tabella I, valori che effettivamente sono stati rilevati con un voltmetro del tipo anzidetto.

Fig. 1

Il guadagno di tutto il complesso è superiore ai 120 decibel e permette praticamente di ottenere la piena potenza di uscita dallo stadio finale con un segnale di ingresso di pochi millivolt quale si ha con un comune microfono a nastro. I primi tre stadi hanno un guadagno medio cadauno di circa 30 decibel mentre lo stadio pilota della 6C5 guadagna circa 20 decibel.

L'amplificazione è praticamente lineare entro tutta la gamma utile delle frequenze acustiche dai 30 cicli fino ai 10.000, come si vede chiaramente dal grafico (A) di fig. 1, grafico che è stato ricavato per punti mediante un normale generatore di bassa frequenza applicato all'ingresso del fono e un normale voltmetro a valvola collegato ai capi di un carico ohmico al posto della bobina mobile. Una curva del genere mentre si presta egregiamente per un'ottima riproduzione musicale, non è invece la più adeguata quando debba essere riprodotta con la massima chiarezza e comprensibilità la parola pronunciata al microfono da qualche dicitore o conferenziere; ciò è dovuto come è noto a una fastidiosa preponderanza di note basse dovuta principalmente alle caratteristiche degli altoparlanti specie quando sono di dimensioni piuttosto rilevanti e sono montati come comunemente avviene, entro cassette più o meno razionali. A evitare detto inconveniente, si è provveduto disponendo l'amplificatore di un controllo di tono il cui compito è appunto quello di tagliare le note basse ed esaltare possibilmente gli acuti, in tutti quei casi in cui ciò si renda necessario; la curva (*B*) di fig. 1 illustra chiaramente come si deforma la curva di risposta al variare del tono da normale ad acuto.

Nella riproduzione di dischi a mezzo dei normali pik-up, naturalmente il tono dovrà essere nella posizione cui corrisponde la migliore amplificazione lineare, non solo, ma è opportuno collegare il pik-up medesimo a mezzo di una adeguata rete filtrante allo scopo di compensare l'attenuazione propria dei dischi nelle note basse, dovuta alle ben note esigenze di incisione.

Tutta la parte inerente all'alimentazione e agli stadi finali di uscita è montata su un unico telaio di lamiera da oltre un millimetro, delle misure di 30×30×8 cm, il commutatore per i piccoli ritocchi della tensione di rete entro i limiti ± 5, ± 10, ± 15 è collegato al telaio di alimentazione a mezzo di un adeguato cavo a otto fili ed è stato fissato per la regolazione, sul pannello frontale dell'apparecchio completo. L'altoparlante spia che praticamente funziona in modo del tutto indipendente con il radioricevitore, è fissato sullo stesso telaio di alimentazione in modo che la parte frontale del cono risulta appoggiata sul retro del pannello frontale del mobile in corrispondenza del foro a tale scopo previsto.

Tutta la parte inerente invece alla ricezione radio e alla preamplificazione di bassa frequenza, è montata su un telaio pure in lamiera, le cui misure non sono tuttavia rigorose e dipendono molto dal tipo di alta frequenza adottata; l'essenziale è che tutti i vari stadi preamplificatori di bassa frequenza risultino bene allineati su un'unica fila, lontani da qualsiasi campo di induzione a frequenza di rete e disposti in modo da rendere brevi i vari collegamenti ai diversi potenziometri regolatori di volume e di tono. Chi si dovesse accingere a una costruzione del genere dovrà avere già una esperienza costruttiva in materia, per cui ci sembra superfluo riportare un disegno costruttivo dei collegamenti e indicare quali dovranno essere schermati.

Il materiale impiegato è tutto reperibile sul mercato, salvo il trasformatore di alimentazione e quello di uscita che, date le loro particolari caratteristiche dovranno essere costruiti apposta; nel nostro caso abbiamo costruito anche le impedenze e il trasformatore di ingresso dello stadio finale, ma praticamente possono andare altrettanto bene alcuni fra i tipi del commercio.

* * *

Il trasformatore di alimentazione avrà le seguenti caratteristiche:

Primario:
0, ± 5, ± 10, ± 15, 120, 140, 160, 220 V;
Secondario alta tensione:
400 + 400 V - 250 mA - diam. 0,4;
Secondario alta tensione:
320 + 320 V - 60 mA - diam. 0,18;
Secondario bassa tensione:
1,25 + 1,25 V - 10 A - diam. 2;
Secondario bassa tensione:
3,15 + 3,15 V - 3 A - diam. 1,25;
Secondario bassa tensione:
5 V - 3 A - diam. 1,25;
Secondario bassa tensione:
5 V - 2 A - diam. 1.
Il primario fino a 160 V userà filo del diam. 1,25;
Il primario dai 160 ai 220 V userà filo del diam. 1.

Le spire per volt al primario saranno 2.
Le spire per volt al secondario saranno 2,1.
La sezione del ferro sarà di 32 cmq.

* * *

Il trasformatore di uscita avrà le seguenti caratteristiche:

Primario:
spire 1150 + 1150, filo diam. 0,35;
Secondario:
spire 0, 98, 144, 176, 205, 230; fino alla 144ª spira, filo diam. 1,25; oltre, diam. 1.

L'avvolgimento primario sarà diviso esattamente in due bobine ben distinte, fra le quali troverà posto affiancata fra le due, una terza bobina costituente l'avvolgimento secondario; più semplicemente si può fare l'avvolgimento primario suddividendolo in due parti eguali sovrapposte, fra le quali troverà posto l'avvolgimento secondario.

Fra le due diverse soluzioni costruttive la prima dal punto di vista elettrico garantisce un rendimento migliore. La sezione del ferro dovrà essere di 16 cmq.

* * *

L'impedenza di filtro sull'alimentazione dello stadio finale avrà le seguenti caratteristiche:

Sezione del ferro: 18 cmq;
Spire 2300, diam. 0,45;
Resistenza ohmica: 80 ohm circa.
(Può andar bene il modello Z5081R di Geloso).

(*il testo segue a pag.* 259)

(*) Vedi « *l'antenna* » n. 9, Vol. XXIII, Settembre 1951, pag. 193 e segg.: *B. Piasentin*, « Complesso per amplificazione sonora ad alta fedeltà ».

REGOLATORI DI FEDELTA'
A PONTE DI WHEATSTONE

di GAETANO DALPANE

Normali regolatori di fedeltà con semplice condensatore in serie a una resistenza variabile applicati sulla griglia o sulla placca di una delle valvole amplificatrici di B.F., molte volte non soddisfano.

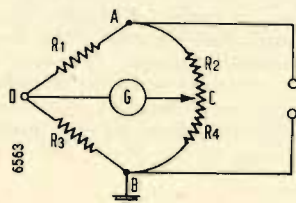



Fig. 1

Se poi fra i due stadi in parola è applicata la contro-reazione, tali semplici circuiti non permettono una regolazione tecnicamente perfetta.

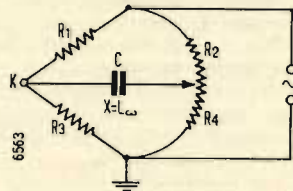



Fig. 2

L'autore ha adottato da parecchi anni su circuiti contro-reazionati, un regolatore di fedeltà (*) a ponte, che permette di ottenere risultati veramente soddisfacenti.

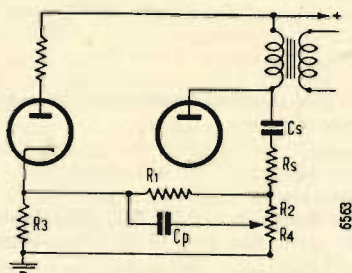



Fig. 3

Tale regolatore può essere introdotto nella rete di contro-reazione fra stadio preamplificatore e di potenza, oppure fra due stadi in B.F. quando questi esistono.

Il circuito della fig. 1 rappresenta un semplice ponte di Wheatstone: la tensione di alimentazione viene inviata ai vertici AB. Quando è soddisfatta la relazione $R_1/R_2 = R_3/R_4$, ai vertici CD non esiste alcuna tensione e quindi attraverso G non vi sarà alcun passaggio di corrente, e il ponte è in equilibrio.

Se il cursore viene spostato in un senso, la corrente attraverso G avrà un senso; mentre se verrà spostato in senso contrario, la corrente avrà senso opposto al precedente.

Se la tensione applicata fra AB è quella a frequenza acustica prelevata all'uscita dell'amplificatore, mentre la tensione fra D e B viene applicata al catodo (griglia) della valvola preamplificatrice, si può osservare quanto segue: nella condizione di equilibrio il collegamento CD è come non esistesse e il regolatore di fedeltà è escluso, lasciando l'amplificatore inalterato per quanto riguarda la caratteristica guadagno-frequenza.

Se ora al posto di G viene inserita una reattanza capacitiva (C di fig. 2) e il cursore viene portato in alto, la curva di risposta dell'amplificatore viene modificata. La tensione di contro-reazione fra K e massa aumenta coll'aumentare della frequenza (tono basso). Portato il cursore in basso, il condensatore è attraversato da una corrente in senso opposto che riduce la tensione di contro-reazione coll'aumentare della frequenza.

In pratica, il controllo di tono a ponte può essere realizzato come in fig. 3 o in fig. 4.

I valori di R_s, R_1 ed R_3 danno la percentuale di contro-reazione applicata a tutte le frequenze, mentre l'*effetto* è dato dal valore del condensatore C_p in relazione ai valori prima menzionati.

Il primo triodo rappresenta il preamplificatore, mentre il secondo tubo può essere quello di potenza o secondo stadio B.F.

Le curve di risposta ottenibili dall'amplificatore col regolatore di tono descritto sono rappresentate in fig. 5.

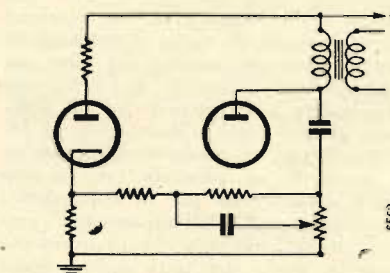



Fig. 4

Osserviamo ora il condensatore C_s di fig. 3. Se il suo valore è relativamente alto, si può considerare la sua reattanza, rispetto a R_s, R_1, costante a tutte le frequenze e di conseguenza la contro-reazione applicata al primo stadio è lineare, ma ciò è di rado conveniente.

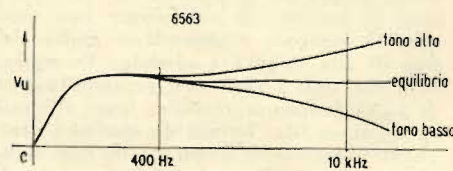



Fig. 5

Più spesso è necessario compensare la minor resa alle frequenze basse data dal trasformatore di uscita, intervalvolare e dell'altoparlante.

Ritornando alla capacità C_s è conveniente di solito usare un valore tale che, per effetto della sua reattanza, si abbia una esaltazione delle frequenze basse.

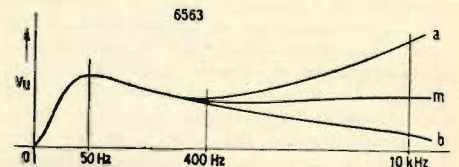



Fig. 6

Si può così ottenere una risposta in uscita coll'andamento raffigurato in fig. 6.

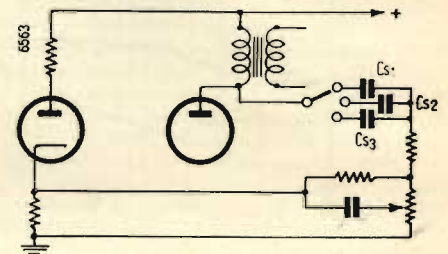



Fig. 7

Può ancora essere preferibile modificare a volontà anche la resa alle frequenze basse. Il circuito di fig. 7 ne dà un esempio.

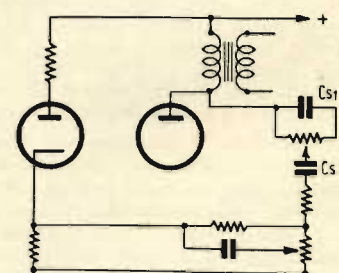



Fig. 8

Un commutatore inserisce una delle 3 capacità per avere 3 curve diverse alle più basse frequenze acustiche, mentre il circuito di fig. 8 rappresenta una disposizione che permette di variare il livello alle basse frequenze acustiche a mezzo di un potenziometro (variazione continua). Naturalmente C_s, sarà di valore relativamente alto, mentre l'effetto sarà dato dal valore di C_{s1}.

Il controllo di fedeltà in oggetto può essere applicato in vari modi e ai più svariati circuiti.

La fig. 9 rappresenta infatti un'altra applicazione, essendo inserito nel circuito di contro-reazione, prelevando quest' ultima dalla bobina mobile del diffusore.

(*il testo segue a pag.* 272)

(*) Circuiti brevettati.

RADIORICEVITORI PER IPERFREQUENZE

di GINO NICOLAO (i1AHO)

Già in altro precedente articolo a proposito delle frequenze oltre i 300 MHz avevo parlato di oscillatori per frequenze dell'ordine di 900 - 1200 MHz, ed avevo accennato alla tecnica costruttiva, soffermandomi in particolare su vari tipi di trasmettitori e ricevitori atti a coprire il campo di frequenza da circa un metro a 30 centimetri di lunghezza d'onda (1). Anche in questo secondo articolo che vuol essere un complemento necessario al precedente, esamineremo separatamente ricevitori e trasmettitori; ma il campo oltremodo vasto che si estende dai 1000 MHz ai 23000 circa ci costringerà a non soffermarci troppo spesso in dettagli e particolari.

RICEVITORI

Nelle bande di frequenza superiore ai 1000 MHz, bisogna distinguere la tecnica destinata alle apparecchiature Radar, da quella dei ponti radio, ed infine dal lavoro sperimentale compiuto dai laboratori e dai radianti.

Nei tre casi infatti le apparecchiature devono rispondere ad esigenze diversissime, che le fanno spesso differire in modo molto notevole. Il lavoro dei radioamatori su queste bande non è più passatempo facile e semplice, ma nella maggioranza dei casi è ne più ne meno che una attività di ricerca scientifica, che se non potrà dare molti frutti nel campo strettamente tecnico, perchè è logico che laboratori appositamente attrezzati, e largamente dotati di mezzi abbiamo la meglio, potrà invece portare un sostanziale contributo allo studio dei fenomeni che regolano la propagazione a queste frequenze, e varie osservazioni sulle proprietà e sulle possibilità dei diversi circuiti. I circuiti riceventi anche oltre i mille MHz possono essere del tipo superrigenerativo e supereterodina, con grandissima prevalenza di questo secondo tipo, nelle varie modificazioni esistenti. Il ricevitore superrigenerativo è limitato all'uso dei radioamatori e alle apparecchiature sperimentali, oltre che in qualche apparecchio portatile. Infatti su queste frequenze può essere assai più difficile la messa a punto di un ricevitore superrigenerativo, che di un convertitore supereterodina, ed i vantaggi che su frequenze minori potevano ancora fare preferire un superrigenerativo (peso, consumo, ingombro, sensibilità), passano in secondo piano.

Molti complessi ricetrasmittenti militari americani usano ancora il ricevitore superrigenerativo fin verso i 3300 MHz. Oltre, sono solo esperienze di radioamatori o sperimentatori.

RICEVITORI SUPERETERODINA

La tecnica dei ricevitori supereterodina alle frequenze dell'ordine delle migliaia di MHz, è del tutto dissimile a quella delle frequenze subito inferiori. Il convertitore a doppio diodo, arresta la sua preponderanza verso i 2500-3000 MHz, dove le capacità interelettrodiche raggiungono un valore tale da introdurre notevole perdita nella conversione, e le induttanze proprie dei reofori del tubo, diventano non più trascurabili. Il convertitore per frequenze oltre i 2000-3000 MHz usa come mescolatore un cristallo di germanio, in cui la brevità delle connessioni si somma con bassissime capacità parassite, o cristalli di silicone, più usati verso il limite alto delle frequenze (15 ÷ 20000 MHz). Questo cristallo è generalmente introdotto nella cavità risonante, nella quale attraverso due distinte aperture si inietta la radiofrequenza prodotta dall'oscillatore locale e si connette l'antenna. L'eterodina è spesso costituita da un tubo Lighthouse, per frequenze fino a 3000 MHz, oppure da un Klystron Reflex oltre questa frequenza.

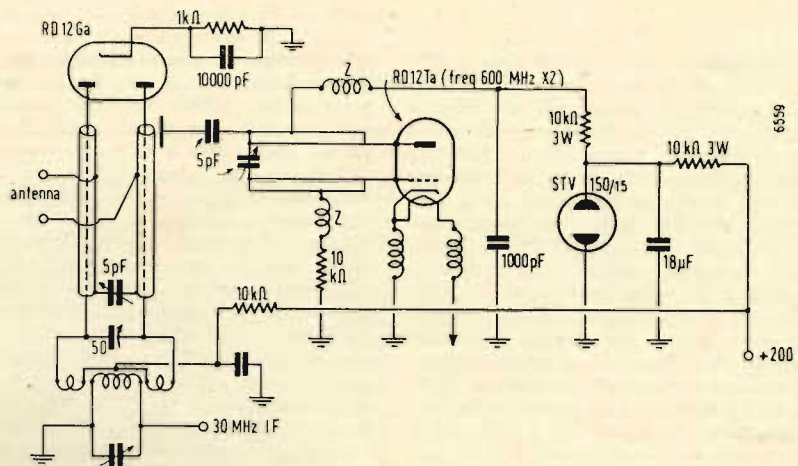



Fig. 1. - Convertitore per 1200 MHz con doppio diodo e triodo.

Assai spesso l'oscillatore non produce la frequenza di conversione, ma funziona su frequenza minore e per la conversione si utilizza un'armonica.

Questo procedimento, in cui si usa di solito un triodo oscillatore e si impiega per la conversione la 2ª o 3ª armonica, ha lo scopo di ottenere una elevata stabilità di frequenza, e di poter usare triodi a ghianda oscillatori in ricevitori fino a 2400 MHz,

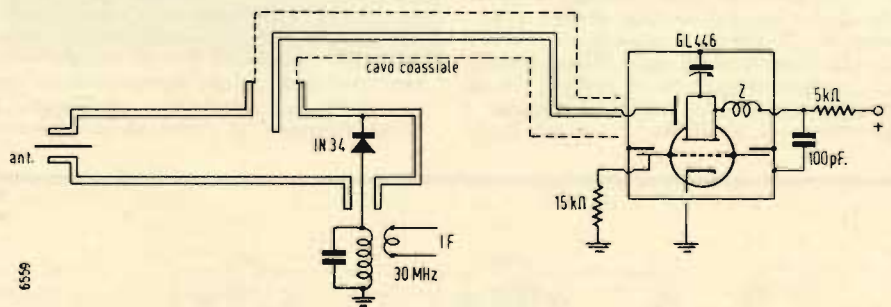



Fig. 2. - Convertitore per 3000 MHz con tubo Lighthouse.

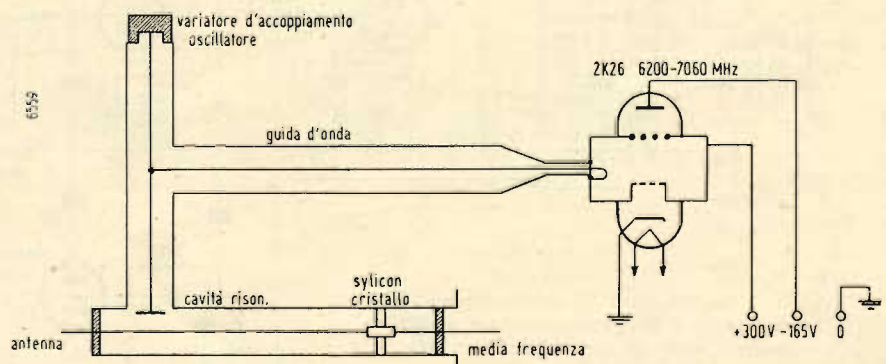



Fig. 3. - Convertitore per 600 MHz con Klystron Reflex.

(1) Vedi « *l'antenna* », n. 8, Vol. XXII, Agosto 1950, pag. 181 e segg.: *G. Nicolao*: « Oltre i trecento megahertz, Ricevitori superrigenerativi e supereterodina ».

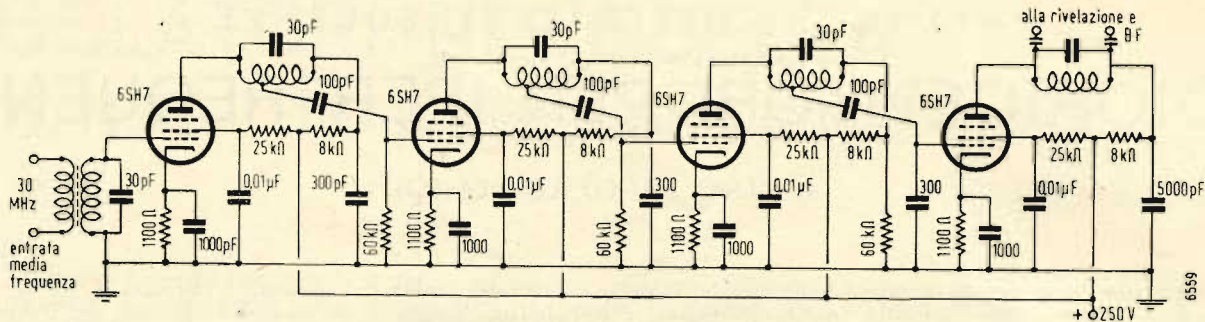



Fig. 4. - Amplificatore di media frequenza a larga banda. Banda passante 100 ÷ 300 kHz; amplificazione per stadio 28 ÷ 33 volte.

e tubi Lighthouse in ricevitori fino a 7000 MHz. Lo scopo può essere anche economico, dato che il prezzo di un tubo a ghianda o di un Lighthouse è di solito molto minore del prezzo di un Klystron Reflex. L'amplificatore di media frequenza è di solito costituito da alcuni stadi, che precedono una ulteriore conversione; può essere a banda larga (ponti radio, televisione) o a banda stretta, e la frequenza intermedia è di solito intorno ai 30 MHz, quantunque si conoscano ricevitori ad ultrafrequenze usanti una media frequenza dell'ordine dei 100 MHz. L'amplificazione degli stadi a frequenza intermedia deve essere molto elevata, così come molto basso deve essere il rumore di fondo, ed il soffio; infatti non vi è possibilità di amplificazione in alta frequenza, e quindi la sensibilità del ricevitore dipende soltanto dal fattore di conversione del cristallo (o del diodo), e dal guadagno dell'amplificatore a frequenza intermedia.

I tre tipi di convertitori sono chiaramente illustrati dagli schemi. Nel primo si ha un doppio diodo convertitore, ed un triodo a ghianda oscillatore locale. Le placche del diodo sono capacitivamente accoppiate a una linea di Lecher di $\lambda/2$, accordata sulla frequenza di 1200 MHz, e connessa all'antenna. L'iniezione avviene pure capacitivamente, tramite una laminetta di rame posta a breve distanza dalle linee di Lecher del doppio diodo; l'oscillatore è un triodo a ghianda, ed oscilla ad una frequenza di 585 MHz, cosicchè per la conversione se ne utilizza la seconda armonica. La media frequenza, è ovviamente di 30 MHz. Le valvole impiegate per questo circuito furono un doppio diodo RG 12 Ga, ed un triodo Rd 12 Ta, germaniche; uguali risultati potranno essere ottenuti con un paio di diodi 9004 ed un triodo 955 o 6F4 americani.

Nel secondo schema si ha un cristallo di germanio mescolatore contenuto in un risonatore a cavità, in cui viene anche iniettato il segnale generato dall'oscillatore locale per la conversione. La frequenza può essere compresa tra 1000 e 3000 MHz usando la fondamentale dell'oscillatore, e tra 3000 e 6000 usando la seconda armonica. L'oscillatore è un Lighthouse GL446, oscillatore a cavità risonante, ed il cristallo potrà essere un 1N34 della Sylvania, la media frequenza è ancora di 30 MHz.

Infine nel terzo schema appare un convertitore che è tipico dei Radar e nelle apparecchiature da 5000 a 21000 MHz. Il cristallo di silicone è compreso nella cavità risonante, che è da un lato accoppiata all'aereo, e dall'altro all'amplificatore di media frequenza (tramite il cristallo) mentre lateralmente si ha per via capacitiva l'introduzione del segnale generato dall'oscillatore locale (Klystron Reflex). Nel caso specifico dello schema, il cristallo era ancora un 1N34 Silvania, e l'oscillatore il Klystron Reflex 2K26 Western Electric, e l'apparecchio esplorava il campo di frequenza tra 6220 e 7030 MHz. Vorremmo però far notare che l'elevato fattore di merito della cavità risonante, non permette una elevata esplorazione di gamma con un sufficiente guadagno ed un buon funzionamento. Sarà quindi conveniente in questi schemi, di calcolare e predisporre la cavità risonante al centro della frequenza desiderata, esplorando poi eventualmente un limitato numero di megahertz in più e in meno (2). Per i radianti potrà essere interessante il fatto che il Klystron Reflex 2K26 si presta al funzionamento nella gamma dei 5000 MHz, spostando la vite di sintonia che si trova in alto al bulbo, dalla parte opposta al comando regolazione della frequenza predisposta per l'esplorazione da 6250 a 7060 MHz.

Abbiamo voluto raggruppare gli schemi dei convertitori singolarmente distinti dall'amplificatore di media frequenza; ora passiamo all'esame degli stadi amplificatori a frequenza intermedia. I sistemi sono i normali, non credo sia quindi necessario soffermarci a lungo. Gli amplificatori descritti sono di due tipi: a larga banda passante, e a banda normale. Il primo si compone di quattro stadi amplificatori, degli stadi di rivelazione e bassa frequenza, mentre nel secondo vi è una doppia conversione, che consente un elevato fattore segnale disturbo, unito ad una fortissima amplificazione.

Le valvole sono del tipo miniature, ma potrebbero essere sostituite dalle corrispondenti di serie normale. Sarà però opportuno tenere presente che valvole specialmente adatte per amplificatori a larga banda (TV, Facsimile, FM) quali per esempio le EF50 e 6AC7, le 6AG5 e simili, saranno invece da sconsigliare per amplificatori a banda passante normale o stretta, dove daranno migliori risultati le normali 6SK7, 6SH7 e simili.

(2) Con un pistone d'accordo introdotto nella cavità è possibile ottenere una più vasta esplorazione di frequenza.

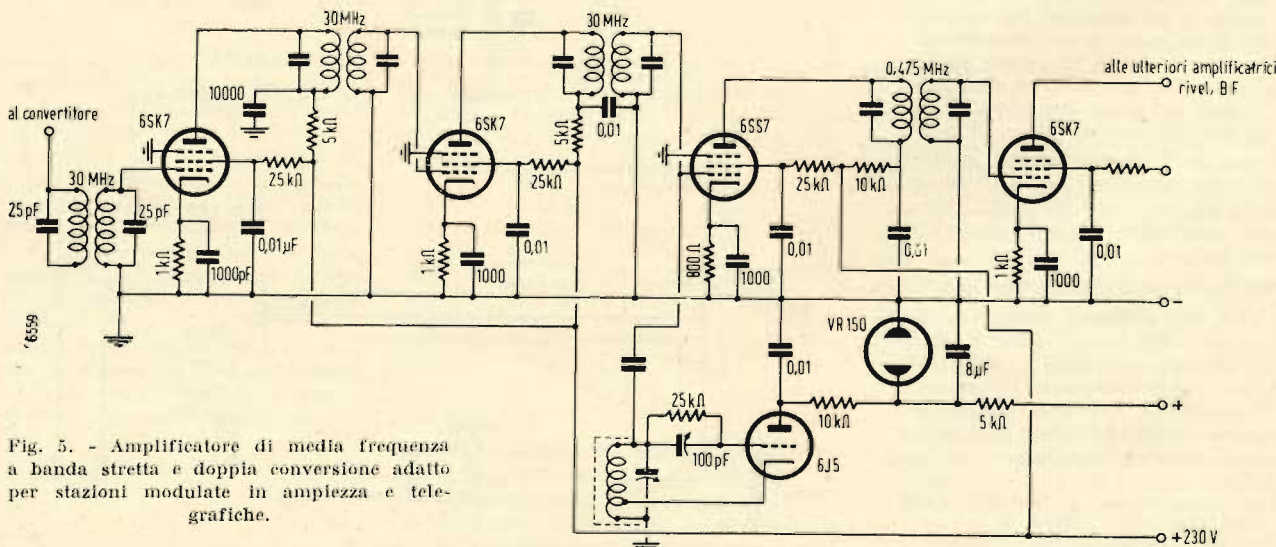
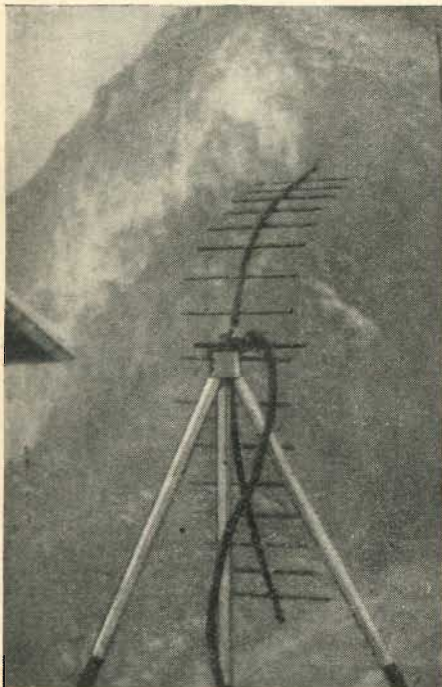



Fig. 5. - Amplificatore di media frequenza a banda stretta e doppia conversione adatto per stazioni modulate in ampiezza e telegrafiche.

L'ultimo schema che presentiamo è un ricevitore supereterodina per la gamma dei 5000 MHz, adatto per il lavoro radiantistico in questa gamma o per il lavoro di ponte radio a distanza ottica. Ha la possibilità di segreto, dato che l'onda viene irradiata in fascio stretto, dalla speciale antenna parabolica. Usa un tubo Lighthouse 2C40 oscillatore locale, seguito da un diodo di germanio rettificatore di conversione. Gli stadi di media frequenza sono quattro, e sono seguiti dal rivelatore per FM; segue la bassa frequenza, di tipo convenzionale. La sensibilità è dell'ordine dei 2 - 3 microvolt, ed il ricevitore ha un rapporto segnale/disturbo ottimo.

Il ricevitore descritto, con la sostituzione della frequenza dell'oscillatore locale, che potrà essere un Klystron Reflex, e del dimensionamento della cavità risonante di conversione potrà essere adattato alle varie gamme, con un ottimo rendimento. Nel caso specifico di questo schema, il tubo oscillatore funziona a frequenza metà di quella necessaria alla conversione, per cui si usa l'armonica per ottenere il battimento col segnale in arrivo. Ciò nonostante, la sensibilità risulta molto elevata e la stabilità di frequenza molto costante. L'amplificatore di media frequenza è del tipo normale a larga banda pesante, e utilizza valvole 6SD7, che potrebbero però essere sostituite anche da 6AC7, 6AG5, o EF50, a patto di tenerle un po' frenate in amplificazione, per non incorrere in inneschi fastidiosi e di difficile eliminazione. Sei sono i trasformatori di media frequenza, a 30 MHz, che possono essere anche autocostruiti. Le due bobine non sono infatti disposte sullo stesso supporto ed accoppiate induttivamente, ma sono costruite distintamente ed accoppiate per mezzo di un compensatore dal lato caldo della bobina. Questo compensatore regola l'amplificazione dello stadio e la banda passante del circuito. La banda passante è prestabilita in 40 - 75 kHz, ma potrà essere aumentata fino a 200 kHz e più, adoperando una sola bobina per ogni media frequenza, accoppiata capacitivamente alla griglia della valvola successiva, come appare chiaramente nello schema di amplificatore a larga banda di cui discorremmo più sopra. La massima selettività dell'amplificatore di questo ricevitore la si potrà ottenere riducendo la capacità del compensatore di accoppiamento delle medie frequenze; si otterrà così una banda passante di circa 7 - 12 kHz, nel qual caso il ricevitore dovrà essere adattato alla ricezione in AM, come nel caso di ricezione di un trasmettitore controllato a cristallo. Volendo ottenere ottimi risultati da questo ricevitore con mezzi più economici, potranno essere ridotti gli stadi di amplificazione a frequenza intermedia; dovrà in tal caso essere spinta l'amplificazione per stadio, sostituendo alle 6SD7 le 6AC7 o EF50, e curando molto la schermatura. Altri dati saranno riportati sotto lo schema.

Abbiamo voluto concludere, riportando lo schema di principio del ricevitore supereterodina usato dai radioamatori americani W2NVL/2 e W9SAD/2 per il collegamento su 21000 MHz; la più alta frequenza usata dai radioamatori per i loro

Fig. 7. - Schema di principio di un radioricevitore su 21.900 MHz.

Le fotografie rappresentano una coppia di antenne paraboliche a spina di pesce per 1200 MHz (ponte radio sperimentale). A sinistra il terminale Sud, a destra quello Nord.

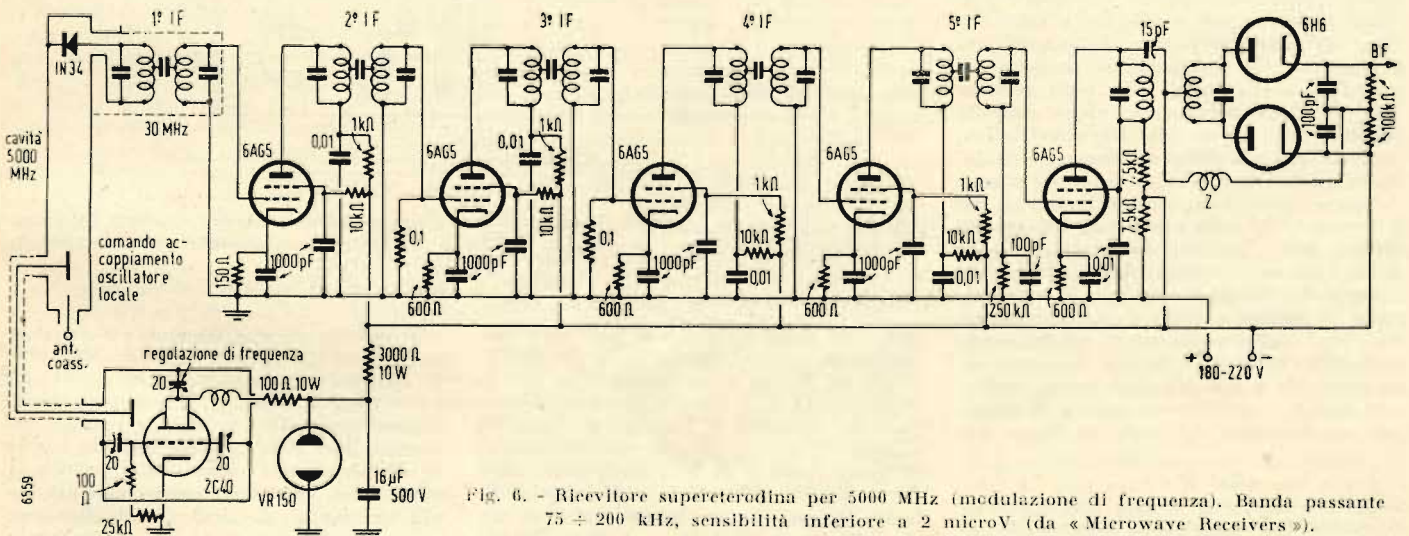



Fig. 6. - Ricevitore supereterodina per 5000 MHz (modulazione di frequenza). Banda passante 75 ÷ 200 kHz, sensibilità inferiore a 2 microV (da « Microwave Receivers »).

collegamenti, e non ancora in uso presso ponti radio e apparecchi di comunicazione se non in via assolutamente sperimentale. Il segnale locale era prodotto da un Klystron Reflex, assai interessante, per cui abbiamo ritenuto opportuno riprodurre la sezione (3). La cavità risonante interna ha le dimensioni di 5,5 mm di diametro, e 2 mm di profondità. L'apertura di uscita ha un diametro di 0,2 mm La frequenza intermedia era di 30 MHz.

RICEVITORI SUPERRIGENERATIVI

I ricevitori superrigenerativi per frequenze superiori ai 1000 MHz sono di uso molto limitato e di scarsa diffusione, tranne in alcuni casi speciali, perchè la semplicità di costruzione e messa a punto che poteva farli preferire su gamme di frequenza minore vengono qui a cadere. Alcuni tipi di Radiolocalizzatori sperimentali e d'uso pratico americani del 1942-43, usarono ricevitori superreattivi, ed ancora ricevitori superreattivi costruiti con valvole di adeguata potenza vennero impiegati come segnalatori di presenza per i segnali radar nemici, che inteferivano e disturbavano contemporaneamente con la loro irradiazione. Presso radianti e piccoli ponti radio portatili, troviamo ricevitori di questo tipo, fino a circa 4000 MHz.

Lo schema che passiamo ad esaminare per primo è un ricevitore a quattro tubi, per frequenze da 1000 a 3300 MHz (a seconda delle dimensioni delle cavità risonanti), di funzionamento semplice e sicuro. Un Lighthouse GL446 oscillatore a cavità, è smorzato con periodo di 100 kHz da una 6SK7 oscillatrice di spegnimento. Seguono due stadi di bassa frequenza, comprendenti un filtro di fruscio, e predisposti per la ricezione in altoparlante.

La sensibilità non è inferiore a 2 microvolt efficaci, e la banda passante è limitata dato l'alto fattore di merito dell'oscillatore a cavità. Il consumo ridotto dell'apparecchio lo consiglia per l'uso su posti mobili o per esperienze di propagazione e riflessione in montagna, dato anche il basso peso che aumenta le doti di portatilità. Il secondo schema mostra la realizzazione dovuta ai radioamatori inglesi G8IH e G3CBN di un ricetrasmettitore per la gamma dei 2330 MHz, in cui una CV90, funziona da oscillatrice superrigenerativa in ricezione, e da oscillatrice in trasmissione. Lo schema è molto semplice, impiegando complessivamente solo due tubi; non così semplice la realizzazione meccanica dell'oscillatore, i cui daremo più ampia descrizione nel capitolo dei trasmettitori. Anche con l'uso del Klystron è possibile realizzare un oscillatore a superreazione di buon rendimento. In questo caso la tensione di spegnimento, prodotta da un tubo oscillatore di una certa potenza (6F6, EL2) separatamente, viene iniettata sull'elettrodo positivo del Klystron Reflex, mentre l'innesco delle oscillazioni e il loro controllo avviene oltre che per mezzo della variazione delle tensioni anodiche del Klystron e del tubo oscillatore di spegnimento, anche per mezzo della regolazione della tensione negativa dell'elettrodo repulsore del Klystron stesso. La complicazione di manovra di un ricevitore di questo tipo è molto maggiore di quella necessaria alla regolazione di una supereterodina usante lo stesso Klystron come oscillatore locale, e per questo motivo il ricevitore superreattivo non gode su queste fre-

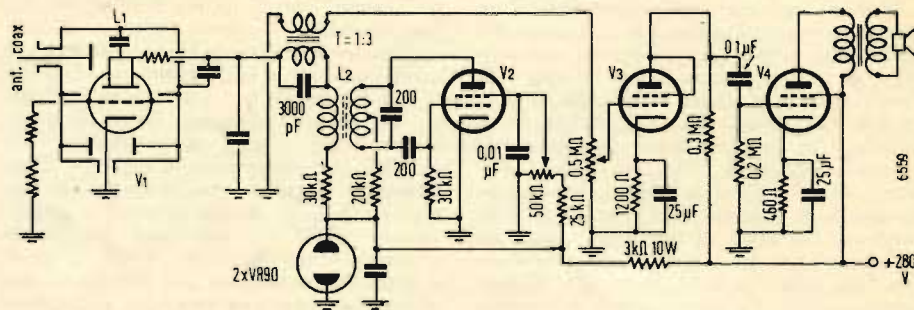



Fig. 8. - Ricevitore superrigenerativo per 1000 ÷ 3300 MHz. V1 = GL446; V2 = 6SK7; V3 = 6SJ7; V4 = 6V6; L1 = cavità risonante; L2 = trasformatore oscillatrice di spegnimento 100 kHz. Può essere usata una media frequenza a 125 kHz.

Fig. 9. - Tipico oscillatore e modulatore di un radiotrasmettitore a 2300 MHz. T1 = trasformatore di spegnimento, media frequenza a 125 kHz; T2 = trasformatore d'uscita, rapporto 2 : 1; T3 = trasformatore microfonico, rapporto 1 : 100; S1 = deviatore, 2 posizioni 4 vie.

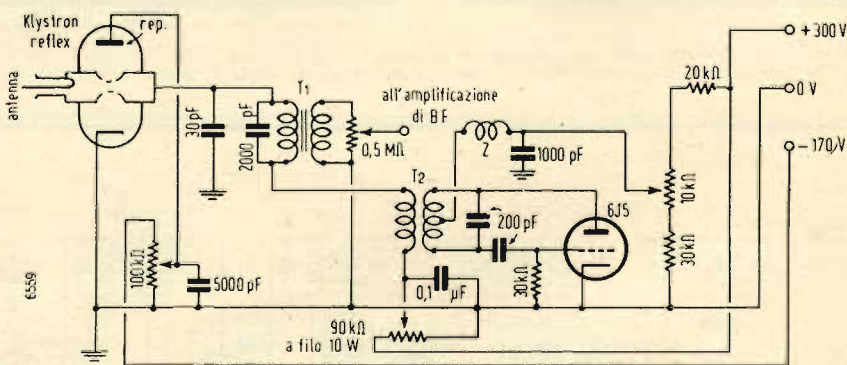



Fig. 10. - Schema di principio di un ricevitore superreattivo con Klystron Reflex. T1 = trasformatore intervalvolare, rapporto 1 : 3; T2 = avvolgimento oscillatore: 100 ÷ 350 kHz.

quenze la stessa popolarità che ha sulle gamme a frequenza minore. Inoltre sarà opportuno ricordare che la semplicità costruttiva e realizzativa è preferita soprattutto dai radioamatori, che non sono numerosi su queste frequenze, sia per la difficoltà di lavoro e costruzione, sia per la impossibilità di trovare i materiali adatti; cosicchè il lavoro è limitato ai centri di ricerca scientifica, ed alle case costruttrici di ponti radio e di tubi elettronici, oltre che a qualche laboratorio universitario. E' logico quindi che un lungo studio su un tipo di ricevitore che non dà le stesse garanzie di uso presso i vari servizi della supereterodina, sia trascurato, e perciò informazioni precise ed esperienze in questo campo manchino in gran parte. Tuttavia concludendo si può dire che se su gamme fino alle frequenze di 1500 - 3000 MHz il ricevitore superrigenerativo aveva per ovvie ragioni motivo di esistere, queste ragioni non valgono più oltre queste frequenze, dove il lavoro sperimentale e quello di ricerca, ed infine l'uso pratico di ponti radio, richiedono apparecchiature ben più precise e di sicurezza di funzionamento assoluto. *(continua)*

---

(3) Si rimanda il Lettore alla parte riguardante i trasmettitori a Klystron, in un prossimo fascicolo di questa Rivista.

RADIO E IONOSFERA

METODI E APPARECCHI PER LE PREVISIONI IONOSFERICHE

di Giorgio Antonio UGLIETTI

Sommario

Vengono esposti i concetti fondamentali della propagazione ionosferica delle onde elettromagnetiche, di frequenza critica e frequenza massima usabile, oltre al metodo per le previsioni ionosferiche e l'apparato usato dall'Ist. Naz. di Geofisica.

Generalità

Esiste una regione dell'atmosfera, detta ionosfera, che si estende da 100 fino a 400 km, avente singolari proprietà elettriche per cui un'onda elettromagnetica irradiata dalla superficie terrestre, secondo determinati angoli, incontrando essa, viene nuovamente diretta verso terra.

L'ing. G. Colonnese ha brillantemente sintetizzato in un suo lavoro (vedi Bibliografia) le più recenti teorie e applicazioni pratiche che ha avuto il fenomeno, e che possono compendiarsi come segue: la ionosfera risulta costituita da elettroni, ioni e molecole neutre, ripartiti in strati denominati rispettivamente C, D, E, F_1, F_2; essendo lo strato F_2 il più elevato.

La presenza di particelle cariche elettricamente (elettroni e ioni) conferisce ai vari strati della ionosfera proprietà rifrangenti rispetto alle onde radio incidenti; il fenomeno varia sia in funzione dell'angolo di arrivo dell'onda, sia della frequenza della medesima. Per valori limite d'inclinazione dell'onda in arrivo, l'onda non viene più sufficientemente incurvata e riesce ad attraversare gli strati ionizzati; nel caso particolare di un'onda che si innalzi perpendicolarmente rispetto al suolo, l'eventualità che essa venga riflessa a terra o riesca ad attraversare la ionosfera è semplice funzione della frequenza; in generale l'altezza massima raggiunta dall'onda è proporzionale alla sua frequenza, pertanto per ognuna di esse esiste una frequenza limite detta « frequenza critica » dello strato ionosferico considerato, superando la quale l'onda non viene più riflessa, ma attraversa la ionosfera disperdendosi. Nel caso pratico di due stazioni radio poste a notevole distanza fra loro, e che devono quindi necessariamente comunicare per onde indirette, è perciò di somma importanza conoscere a priori le massime frequenze che possono usare, senza pericolo che le loro onde non vengano sufficientemente incurvate dalla ionosfera, e quindi il collegamento risulti impossibile. L'importanza di poter lavorare con la massima frequenza possibile, discende dal fatto che l'attenuazione delle radioonde varia inversamente al valore della frequenza. Ciò premesso, sarebbe oltremodo semplice conoscere le massime frequenze usabili, nota la distanza fra due stazioni e la loro ubicazione, se non intervenisse il noto fenomeno della variabilità delle caratteristiche ionosferiche, infatti esse variano da ora a ora e da mese a mese e non sono le stesse per diverse latitudini e longitudini. L'unico dato noto con certezza è quindi solo quello relativo alla distanza fra le stazioni radio, oltre alla loro posizione, da cui con semplici considerazioni geometriche è possibile calcolare l'angolo d'incidenza che avranno sulla ionosfera le rispettive onde emesse da ciascuna trasmittente.

Presupponendo, per semplicità, che l'onda incidente sulla ionosfera subisca una semplice riflessione, si desume da ciò che è sufficiente conoscere la « frequenza critica » dello strato più esterno della ionosfera (F_2) per poter procedere al calcolo della massima freqeunza usabile per una data distanza di collegamento.

Per la determinazione dei valori delle « frequenze critiche » sono sorti nei varî Paesi dei particolari osservatori che si assumono l'incombenza di misurare sulla propria verticale, in varie ore del giorno, la massima frequenza che viene ancora riflessa dalla ionosfera sovrastante. La tecnica usata in queste misure è molto interessante poichè si avvicina moltissimo a quella del radar: una radioonda ad impulso viene inviata verso l'alto e ne viene registrata la eco, inviando impulsi di frequenza sempre più elevata si giunge così ad emettere onde per le quali non viene più percepita la eco; l'onda di frequenza immediatamente inferiore che veniva ancora riflessa indica la frequenza critica cercata.

Apparecchi usati

In Italia, l'Istituto Nazionale di Geofisica è stato recentemente dotato di una moderna apparecchiatura per misure ionosferiche, progettata e realizzata dall'ing. Antonio Bolle; lo schema elettrico relativo è rappresentato in fig. 1.

Un oscillatore A genera la frequenza fissa f (27,5 MHz) modulata ad impulsi (ciascuno della durata di 10^{-4} s), e un oscillatore B genera una frequenza variabile f, compresa tra i valori f_1 e f_2 (30 MHz e 50 MHz); nel mescolatore C le due oscillazioni vengono fatte battere fra loro e viene utilizzato il solo battimento f-f_0, che tramite l'accoppiamento a resistenza e capacità C_1R_1 pilota la griglia dellla prima valvola (6AC7) dell'amplificatore di tensione D (aperiodico a larga banda), che a sua volta pilota l'amplificatore di potenza E, pure a larga banda passante e aperiodico, che trasmette gl'impulsi f-f_0. Il ricevitore G riceve dalla sua antenna gl'impulsi f-f_0 riflessi dagli strati ionizzati durante le pause di trasmissione; questi impulsi vengono fatti battere con quelli generati dall'oscillatore B (il link L_1 provvede al collegamento relativo), e poichè B genera la frequenza f, essa risulterà eliminata e compare solo f_0, ossia la frequenza generata dall'oscilaltore A. Quest'ultima frequenza subisce una notevole amplificazione e all'uscita del ricevitore viene inviata alle placche verticali dell'oscillografo, mentre l'asse dei tempi del medesimo è dato dalla frequenza di rete di 50 Hz. Ne risulta il vantaggio che con la semplice rotazione dei variabili C_2-C_3 dell'oscillatore B è possibile trasmettere e ricevere frequenze gradualmente variabili, senza dover ricorrere a complicati meccanismi per variare il valore di numerose bobine e condensatori. Il generatore d'impulsi F comanda l'oscillatore pilota a frequenza fissa A: la griglia della 6J5 è normalmente polarizzata all'interdizione, l'impulso positivo del generatore F la porta a potenziale zero, permettendo così alla valvola di entrare in oscillazione; cessato l'impulso e quindi venendo a mancare la tensione positiva relativa, la 6J5 si blocca nuovamente e cessa di oscillare. Gli impulsi di tensione hanno forma d'onda rettangolare e sono prelevati di differenti ampiezze conformemente alle necessità del circuito (collegamenti a-b-c) e pilotano, oltre l'oscillatore A già considerato, gli stadi finali del trasmettitore. Gl'impulsi sono sincronizzati con la frequenza di rete di 50 Hz che viene inviata alla griglia della 6AC7 (del generatore F), che provvede a trasformarla in onda rettangolare in quanto tale valvola è fatta funzionare in regime di saturazione. L'onda rettangolare così ottenuta viene inviata alla valvola che immediatamente segue e che amplifica i picchi di tensione relativi ai tratti ascendenti dell'onda rettangolare; questa valvola è polarizzata sufficientemente in modo da bloccare il segnale corrispondente ai tratti discendenti, così che per ogni periodo della tensione alternata di rete si ha un solo impulso.

Mediante induttanze in serie e capacità in parallelo inserite nel circuito di placca della seconda 6AC7 (non indicate in figura) si prolunga la durata dell'impulso fino ai valori desiderati. La valvola 6L6 pilota l'oscillatore A e il mescolatore C; le due 6V6 che seguono hanno lo scopo d'invertire il segno dell'impulso, rendendolo negativo rispetto alle griglie delle 807, che a loro volta forniscono gl'impulsi positivi agli stadi finali e prefinali del trasmettitore.

L'oscillatore a frequenza variabile B copre una gamma di frequenze variabile con continuità a mezzo di motore elettrico che fa ruotare i variabili C_2-C_3 e che impiega per la semirotazione completa circa 3; la valvola 6AG7, presente nell'oscillatore B ha funzione di separatrice per impedire trascinamenti di frequenza sulla valvola oscillatrice di catodo 6J5.

Il mescolatore C consta di una valvola 6AC7 alla quale giungono le frequenze generate da A e B, e che lavora sul tratto non lineare della caratteristica; questa valvola viene anch'essa comandata (sul soppressore) dagli impulsi del generatore F, e ciò per evitare che quando A non oscilla passino le oscillazioni di B. Le resistenze e le impedenze che compaiono in serie come carico anodico di molte valvole hanno lo scopo di ottenere caratteristiche di guadagno costanti per ampie bande di frequenza.

L'uso di stadi in controfase nel trasmettitore E è giustificato dalla necessità di eliminare i transienti dovuti al rapido aumentare e diminuire della corrente di placca in corrispondenza degli impulsi pilota; a tale scopo sono pure utili le resistenze di smorzamento introdotte nel carico anodico delle valvola finali. Il guadagno dell'amplificatore di tensione è di 40÷46 dB e di circa 70 dB in totale; la potenza di picco degl'impulsi emessi dal trasmettitore è di circa 20 kW, computati in base alla misura della potenza media e della durata degli impulsi.

Il ricevitore G è a doppia conversione di frequenza e atto a ricevere la gamma f_1-f_0 ed f_2-f_0, pari a 2,5÷20 MHz; essendo f_1 = = 30 MHz ed f_2 = 50 MHz; per battimento con il segnale che giunge dall'antenna si

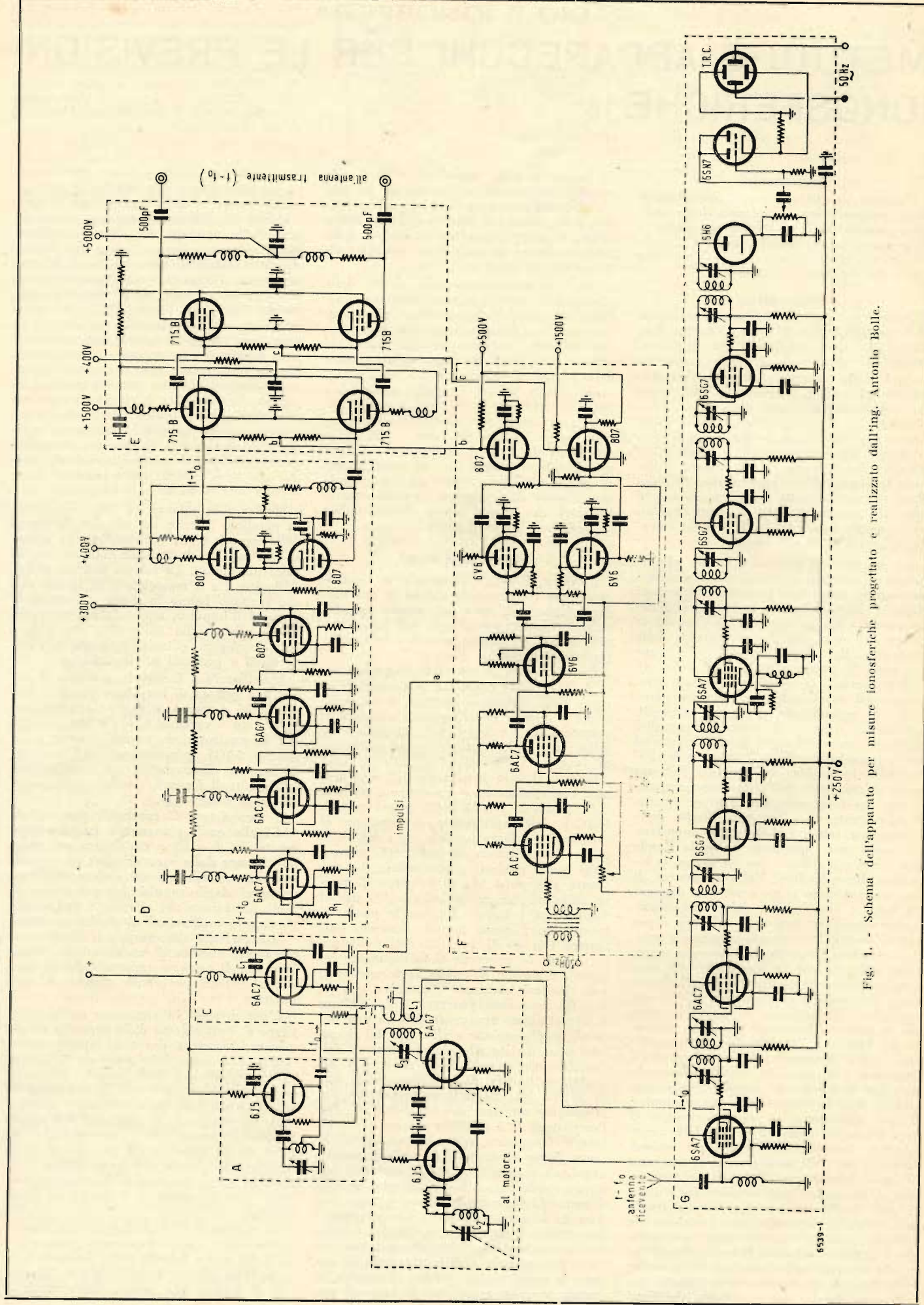



Fig. 1. - Schema dell'apparato per misure ionosferiche progettato e realizzato dall'ing. Antonio Bolle.

ottiene il segnale di prima MF di 27,5 MHz, tale infatti è come già visto il valore di f_0. La seconda conversione di frequenza porta il valore della seconda MF da 27,5 a 2,5 MHz. La rivelazione è fatta dalla 6H6 e la 6SN7 pilota l'oscillografo; la sensibilità del ricevitore è di 4÷5 μV per 1 V d'uscita.

Metodi usati nelle previsioni ionosferiche

In molti punti della superficie terrestre sono dislocati osservatori provvisti di apparati del genere di quello testè descritto, che procedono alla determinazione delle frequenze critiche degli strati ionosferici relativi alla loro verticale e parallelamente a questi esistono centri di elaborazione dei dati che raccolgono sia le notizie fornite dagli osservatori ionosferici come anche dagli osservatori astrofisici, e ciò allo scopo di poter ottenere la previsione delle frequenze critiche, infatti per una utilità pratica occorre che le condizioni di propagazione siano conosciute con sufficiente anticipo. Il Central Radio Propagation Laboratory (C.R.P.L.) americano pubblica un bollettino trimestrale con i valori delle frequenze critiche per tutte le ore e località del mondo e ciò è possibile in quanto è stato scoperto che esiste una relazione lineare tra il numero delle macchie solari esistenti ad una data ora e ad un dato mese e le frequenze critiche. Vengono pertanto raccolti dal suddetto istituto tutti i dati relativi ai cinque osservatori ionosferici americani oltre a quelli delle altre parti del mondo, compilando per ogni zona dei diagrammi cartesiani aventi per ascisse i numeri di macchie solari e per ordinate le frequenze critiche rispettive; i punti riportati sul diagramma sono ottenuti facendo la media dei valori osservati in pratica durante un determinato periodo di tempo; da un tale diagramma è possibile conoscere il valore della frequenza critica per un numero di macchie solari pari a cento e per zero macchie; data la rotazione terrestre, l'influsso delle macchie solari è diverso evidentemente dal giorno alla notte e da ora a ora, si può così disegnare un nuovo diagramma in cui, tenuto conto dell'ora, si stabiliscono il numero di macchie solari « influenti » e di conseguenza, note le due frequenze critiche estreme, si ricava tutto il ciclo di frequenze critiche intermedie per le varie ore del giorno e della notte. Tracciati questi diagrammi e ripetuta l'operazione tenendo conto della zona, si procede alla compilazione del « bollettino di previsione ionosferica » o « Basic radio propagation predictions », che è infatti il titolo originale del bollettino pubblicato dal C.R.P.L.

Come le frequenze critiche vengono rilevate con concetti statistici da un notevole numero di misure effettuate, così gli osservatori astrofisici forniscono il numero di macchie solari che sono presenti in una data latitudine e longitudine ad una data epoca, e poichè essi posseggono i dati di almeno 12 anni prima, è possibile, data la ciclicità del fenomeno, predire il numero di macchie solari con sufficiente approssimazione. Con tale sistema sarebbe possibile redarre bollettini di previsione con un anno di anticipo, ma per maggior precisione il C. R. P. L. si limita a soli tret mesi.

Il bollettino C.R.P.L. ripartisce la superficie terrestre in tre zone: *W*, *I*, *E* e per ognuna di esse contempla una carta delle frequenze critiche relative allo strato più elevato della ionosfera (F_2); su detta carta sono tracciate le curve isofrequenziali critiche, mentre in ascissa compare il tempo

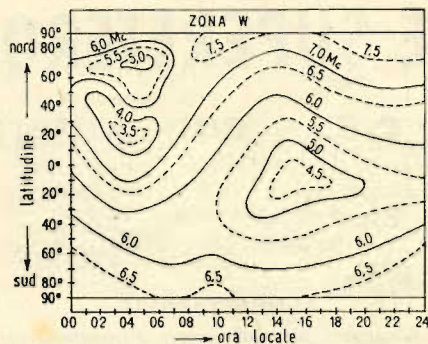



Fig. 2. - Carta di previsione semplificata.

espresso in ore locali e in ordinate le latitudini; in fig. 2 è riportata in forma semplificata una di queste carte.

Nota la distanza tra le stazioni che devono comunicare fra loro e la posizione del punto medio, con la carta di previsione relativa alla zona interessata è possibile ricavare per ogni ora del giorno il valore della frequenza critica e di conseguenza la massima frequenza usabile, senza pericolo che l'onda venga dispersa. Per comodità il suddetto bollettino riport anche delle carte di previsione delle massime frequenze usabili per distanze di 4000 km e suddivise nelle tre zone già citate.

Bibliografia

A. Bolle: *Annali di geofisica*, 2, 164, aprile (1948).

Q. Maiorana: *Il nuovo cimento*, 19, 459 (1939).

C. Micheletta: *Onde Elettromagnetiche* - Libreria Editr. Polit. (1946).

Ranzi: *La ricerca scientifica*, 2, 133-138, (1940).

Sulzer: *Electronics*, July (1946).

Gilliland e Narton: *Bur. Stand. Jour. Res.* VII, 1083, (1931).

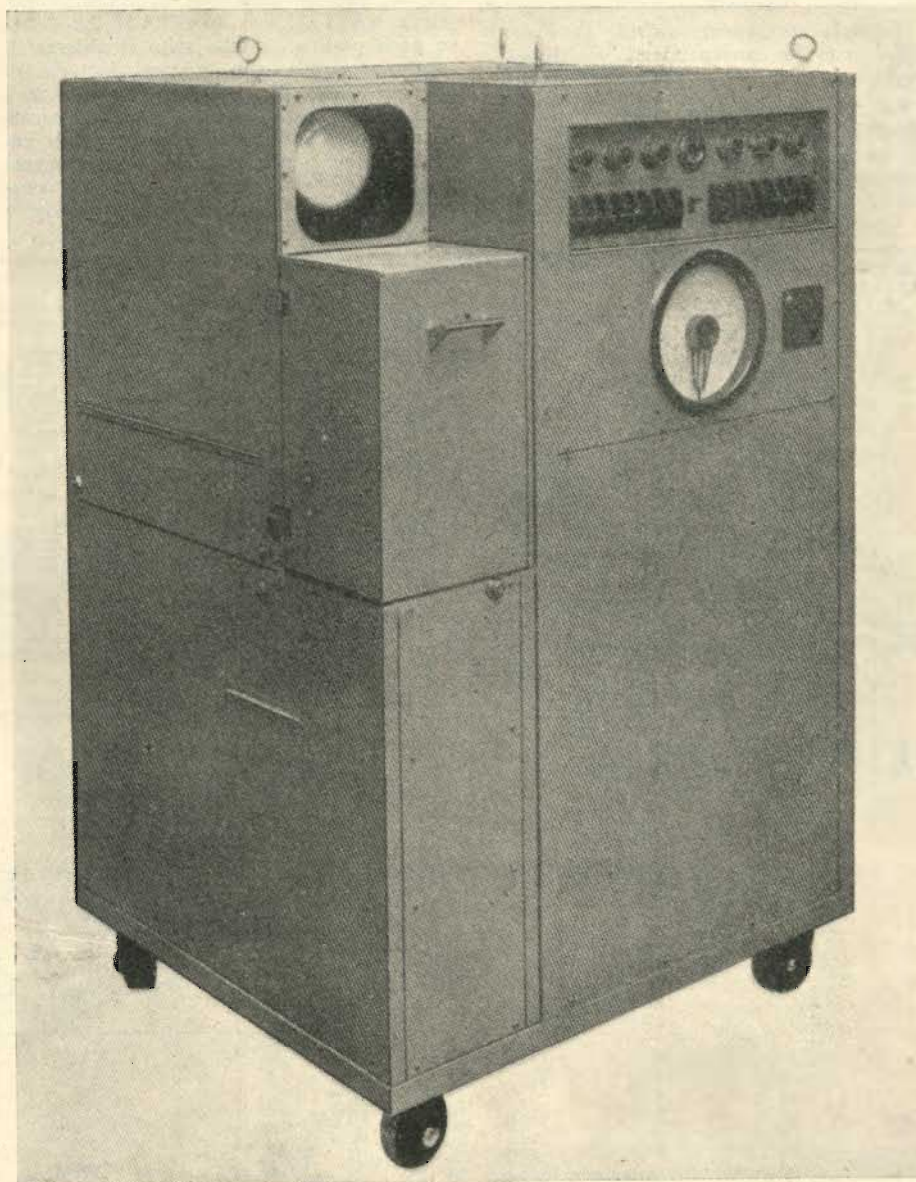
Ranzi: *Ric. Scient.*, II, 258-271 (1938).

Breit e Tuve: *Nature*, 116, 357 (1925).

R. Jouaust: L'Ionosphère - *Revue d'Opt. Thérique et Instr.*, (1946).

G. Colonnese: *Ric. Scient.*, 1, 55, (1951).

U. S. Depart. of Commerce: *Nat. Bur. of Stand.*, Circular 462, 25 giugno 1948.

Dep. of Scient. and Ind. Research, Special Report n. 18, novembre 1948.

Nella fotografia è riprodotto un registratore automatico per misure ionosferiche costruito per conto del Laboratorio Nazionale di Fisica del Dipartimento per le Ricerche scientifiche e industriali di Londra. L'apparato copre la banda compresa tra 550 kHz e 22 MHz (da « *Short-wave Radio and the Ionosphere* »)

RADIORICEVITORE SUPERETERODINA PORTATILE

con alimentazione in c.a. e con batterie

di E. MATTEI

Il ricevitore è stato realizzato con valvole miniatura Philips immesse ora normalmente nel nostro mercato.

Si sono usate rispettivamente: una DK91, eptodo per il cambiamento di frequenza; una DF91, pentodo amplificatrice di media frequenza; una DAF91, diodo pentodo rivelatrice, controllo automatico e preamplificatrice di bassa frequenza; due DL92 pentodi finali di potenza. Queste due ultime sono state poste in parallelo onde ottenere una sufficiente uscita indistorta che si aggira sui 300 mW.

Lo stadio di amplificazione di potenza può essere anche realizzato con vantaggio in controfase di classe B; ma abbiamo saltato l'ostacolo dal fatto che per tali valvole non vi sono in commercio adatti trasformatori di entrata e di uscita ed anche per evitare ingombri.

Tutte le suaccennate valvole sono sostituibili con le corrispondenti americane e rispettivamente: 1R5; 1T4; 1S5; 3V4.

La zoccolatura e la disposizione degli elettrodi ai piedini sono identiche; anche le caratteristiche di funzionamento sono pressapoco uguali salvo per la finale 3V4 che deve essere polarizzata con negativo di 4,5 V in luogo dei 7 V occorrenti per la DL92.

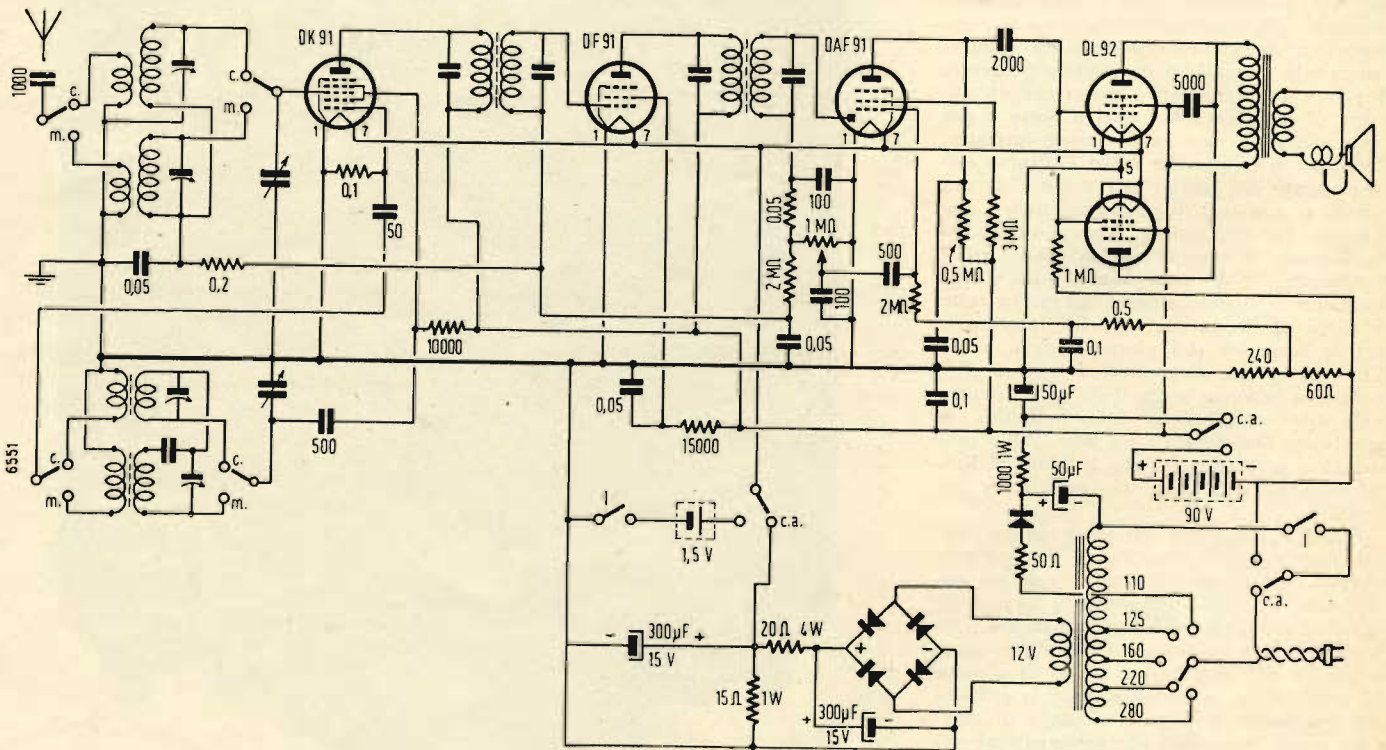
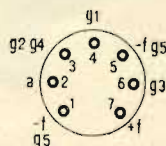
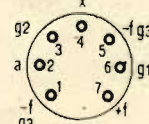
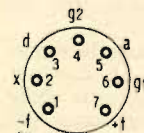
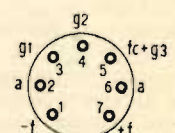
ALIMENTAZIONE

L'apparecchio può essere alimentato con corrente alternata da 110 a 280 V e con batterie da 1,5 V per l'accensione e 90 V per l'anodica. Le commutazioni sono disposte in modo che anche quando l'apparecchio è collegato alla corrente alternata nessun inconveniente è possibile utilizzando sia l'uno che l'altro sistema di alimentazione.

Per l'accensione dei filamenti un sistema assai pratico è quello dell'alimentazione in serie, come generalmente viene usato; ma nel nostro caso la caduta della tensione raddrizzata diviene proibitiva necessitando solo per i filamenti 350 mA e la resistenza occorrente dovrebbe dissipare 35 W, inoltre non sono reperibili batterie a 9,8 V (1,4 + 1,4 + 1,4 + 2,8 + 2,8) e poco pratico sarebbe stato il sistema di aggiungere pile alle esistenti batterie di 7,5 V. Anche la possibilità di commutare i filamenti in serie non è attuabile occorrendo l'applicazione di due sistemi di polarizzazione. L'alimentazione dei filamenti in parallelo con corrente rettificata comporta però delle difficoltà non trascurabili. Occorre anzitutto prelevare una tensione in c.a. sufficientemente alta (10 ÷ 12 V) per poterla filtrare dopo che la medesima sia stata raddrizzata. In tale modo, con una unica resistenza e due condensatori a bassa tensione e forte capacità, si è ottenuto il sufficiente livellamento della corrente evitando il ronzio che viene provocato maggiormente dalla valvola detectrice.

Diversamente, alimentando i filamenti (a riscaldamento diretto) con corrente non perfettamente spianata, si avranno delle variazioni di polarizzazione rispetto alle due metà del filamento e pertanto le griglie si renderanno positive in un minuto secondo tante volte quanti sono i periodi di frequenza della rete rispetto ad una metà del filamento, ed altrettanti rispetto all'altra metà. Se la rete è a 42 periodi si avranno al filamento impulsi doppi, ossia 84 ogni secondo.

Specialmente nella valvola rivelatrice si viene così a creare una modulazione della corrente di placca in funzione della rete rendendo in tal modo le audizioni impossibili.

Come disposto nello schema la tensione della corrente livellata attraverso la resi-

Schema elettrico del radioricevitore supereterodina portatile con alimentazione in c.a. e con batterie. Sotto a destra sono riportati gli zoccoli dei tubi impiegati.

stenza di 20 ohm, col completo carico dei filamenti, da 10 V scende a 1,4 V esattamente quanto occorre per l'alimentazione del filamento di ogni singola valvola. Nel caso che uno dei cinque filamenti si interrompesse ne varierebbe naturalmente anche il carico e la tensione aumenterebbe da 1,4 a 1,6 ÷ 1,8 V senza pertanto compromettere la vitalità delle altre valvole capaci di sopportare tensioni di breve durata anche doppie.

In caso di interruzione di una valvola è naturale che debba essere sostituita; quando invece l'apparecchio è alimentato con batterie nessun altro inconveniente può intervenire.

La corrente necessaria per l'accensione dei filamenti è di 350 mA (consumo 0,25 W; circa un terzo di quanto occorre per alimentare una lampadina pilota di un comune ricevitore a c.a.). Il relativo raddrizzatore, montato a ponte, deve essere capace di erogare 350 mA.

Per l'alimentazione anodica è sufficiente un raddrizzatore con placche montate in serie, per 125 V, capace di 25 mA.

In commercio si trovano piccoli raddrizzatori al selcio adatti a tale scopo.

E' da tener presente che i moderni raddrizzatori al selenio monofasi (montati con piastre in serie sufficienti alla tensione richiesta) raddrizzano una sola semionda e pertanto in parallelo all'uscita è posto un condensatore ad alta capacità per mantenere sempre una corrente anche durante la metà del ciclo negativo.

A seconda del tipo di raddrizzatore utilizzato sarà necessario controllare la tensione di uscita, a valle del condensatore, che può essere anche superiore ai 100 V ed in tal caso bisogna disporre per la sostituzione della resistenza di filtro di 1000 ohm con altra superiore e di valore adeguato all'occorrente assorbimento per ottenere i richiesti 90 V di anodica.

Tale controllo dovrà essere eseguito anche per quanto riguarda l'alimentazione dei filamenti per i quali dovranno pure essere rispettate le connessioni degli zoccoli disponendo l'ingresso positivo al piedino N. 7 mentre il N. 1, che è collegato alla griglia soppressore, dovrà far capo alla massa.

COMPONENTI DI ALTA FREQUENZA E SISTEMA DI CONVERSIONE

L'accoppiamento di antenna ed il relativo circuito selettore accordato con l'A.F. in arrivo sono identici a quelli normalmente usati. Anche il circuito selettore che determina la frequenza dell'oscillatore locale non è dissimile a quelli utilizzati per le valvole convertitrici del tipo octodo o triodo-esodo.

La valvola DK91 (1R5) è un eptodo appositamente costruito per il cambio di frequenza in cui la griglia schermo agisce da anodo dell'oscillatore locale. Questa valvola funziona bene per le frequenze medie, ma non per le frequenze elevate e la resa dell'oscillatore diminuisce al crescere della frequenza.

Per le onde corte si è pertanto reso necessario aumentare le spire di reazione sulla bobina dell'oscillatore accordando, anche per le onde medie, il circuito oscillante alla griglia schermo.

Abbiamo sperimentato due gruppi, con bobine appositamente costruite per tale tipo di valvole.

Con piccolo variabile Philips, a due sezioni semplici, ed un gruppo in miniatura (Veltri) si sono potute esplorare le gamme da 15 a 50 metri e da 180 a 580 con risultati veramente soddisfacenti.

Anche con un altro variabile a due sezioni doppie ed un gruppo (Var) a tre gamma 13 ÷ 27; 26 ÷ 52 e 190 ÷ 580 abbiamo misurato, con un'uscita di 60 mW, una sensibilità di 25 μV per le onde medie; 30 ÷ 100 per le corte da 26 a 52 m e 50 ÷ 100 per le corte da 13 a 27.

Questo gruppo richiede però maggior spazio, e per la sua applicazione occorre allargare il telaio.

Le medie frequenze sono del tipo quadro 22 × 22 × 55 ad alta sensibilità con bobine in nuclei di ferro a mantello.

Sul mercato se ne trovano di un terzo più piccole (miniature) che praticamente danno risultati ben poco inferiori.

BASSA FREQUENZA ALTOPARLANTE

Il segnale rivelato del diodo della valvola DAF91 è applicato alla griglia della valvola stessa mediante un potenziometro da 1 megaohm attraverso un condensatore da 500 pF.

La polarizzazione attraverso una resistenza di 2 MΩ, preventivamente filtrata, è ricavata mediante caduta sul negativo dell'alimentazione anodica con una resistenza da 60 ohm in serie ad altra di 240 ohm da dove, rispetto al centro dei filamenti, si prelevano rispettivamente 1,8 V e i 7 V occorrenti per la tensione negativa delle due valvole finali.

La resistenza interna delle valvole DL91 è di 8000 ohm.

Nel nostro caso, essendo le due valvole poste in parallelo, la resistenza è ridotta alla metà.

L'altoparlante, naturalmente, deve essere del tipo magneto-dinamico dotato di trasformatore di uscita con impedenza del primario di 4000 ohm.

Si può utilizzare, come noi abbiamo usato, un trasformatore per 6V6 (5000 ohm).

La riproduzione è risultata veramente ottima e più che sufficente per l'ascolto delle normali ricezioni anche all'aperto.

Il telaio da noi realizzato è delle seguenti misure; lunghezza 220 mm, larghezza 100 mm e altezza 45 mm.

L'autotrasformatore per l'alimentazione è di proporzioni ridotte con lamierini 50 × 55; esso comporta anche un secondario di 12 V destinato ad alimentare i filamenti attraverso il raddrizzatore a ponte.

Sopra il telaio sono sistemati: il variabile, le medie frequenze, due elettrolitici a tubo, il trasformatore e le valvole.

Tutti gli altri componenti si trovano nella parte sottostante.

Una piccola scala con relativo perno di comando, e poco a fianco i perni del gruppo A.F. e del potenziometro completano la parte anteriore mentre nella parte posteriore del telaio, oltre alle usuali boccole, cambio tensione ecc., si trova pure il perno del commutatore per il cambio dell'alimentazione.

Consigliamo far posto nella stessa cassetta, che racchiuderà telaio e altoparlante, per una batteria a 90 V (bene adattabili due da 45 V) e una pila quadra da 1,5 V di proporzioni sufficenti (p.e. 50 × 50 × 80).

*

COMPLESSO PER AMPLIFICAZIONE SONORA AD ALTA FEDELTA'

di BRUNO PIASENTIN

(segue da pag. 249)

Trasformatore di entrata per lo stadio finale:

Sezione del ferro: 8 cmq.

Primario e secondario sono complessivamente suddivisi in sei bobine strettamente affiancate lungo il nucleo; il primario consta di due bobine fra loro in serie, ognuna di 2500 spire, con filo del diam. 0,1. Il secondario consta di 8000 spire complessive, suddivise in quattro bobine da 2000 spire cadauna, con filo da 0,08.

Le bobine sono disposte in modo che ai lati di ogni bobina del primario sono affiancate le bobine del secondario. L'inizio e rispettivamente la fine delle due bobine centrali del secondario, formano il necessario centro elettrico.

Diciamo subito che non è strettamente indispensabile una costruzione come questa indicata, non sempre di facile realizzazione per chi non ha pratica di detti lavori; può andare altrettanto bene per gli usi normali un trasformatore del commercio quale può essere il vecchio modello 196 di Geloso, oppure autocostruito come normalmente con il primario interposto fra le due metà del secondario.

I valori di tutti gli altri componenti, sono chiaramente indicati nello schema elettrico; ulteriori dettagli sulla realizzazione costruttiva, potranno essere forniti su specifica richiesta da indirizzare alla redazione della Rivista. (6568)

TABELLA I - TENSIONI AGLI ELETTRODI DELLE VALVOLE

Valvola	*An. 1*	*An. 2*	*G. S.*	*K.*
5U4	—	—	—	355
5U4	—	—	—	355
2A3	298	—	—	58
2A3	298	—	—	58
2A3	298	—	—	58
2A3	298	—	—	58
6C5	215	—	—	6,4
6SL7	120	120	—	1,8
6SL7	95	95	—	1,2
6SC7	90	90	—	0,6
5U4	—	—	—	320
6V6	245	—	255	12,5
6SQ7	165	—	—	1,8
EF9	255	—	120	1,9
ECH4	255	110	120	1,8

RADAR IPERBOLICI

PARTE TERZA (*)

BERARDO BIRARDI

IL SISTEMA GEE

Il sistema iperbolico inglese « Gee » ha avuto grande importanza, specialmente nella navigazione aerea, durante l'ultima guerra sul teatro europeo. Entrò in servizio nel marzo 1942 e nonostante varii tentativi dei Tedeschi di renderlo inutilizzabile per mezzo di potenti stazioni disturbatrici antiradar, ha sempre svolto egregiamente i suoi compiti rivelandosi un incomparabile sistema di pilotaggio per le forze aree Alleate.

Le stazioni « Gee » lavorano su frequenze da 20 ad 85 MHz con potenze d'impulso di 300 kW e lunghezze d'impulso di 6 microsecondi. La disposizione classica delle stazioni è a « catene » costituite da una stazione « Master » e due o tre « Slaves » disposte intorno alla « Master », con linee di base lunghe in media sui 100 - 130 km. Ciascuna catena opera su una radiofrequenza diversa. Il sistema dispone di quattro bande di frequenza, ciascuno di sei canali: i ricevitori del navigatore possono venir rapidamente sintonizzati su ciascuno dei ventiquattro canali per mezzo di gruppi a radiofrequenza intercambiabili. E' stato appunto grazie a questa flessibilità che il sistema ha potuto superare le difficoltà create dalle stazioni disturbatrici tedesche.

La stazione « Master » trasmette due (o tre) impulsi a cadenza uguale, e le due (o tre) « Slaves » irradiano ciascuna un impulso sincronizzato con uno di quelli trasmessi dalla « Master ». Tutti gli impulsi di una catena sono, come abbiamo detto, ad uguale frequenza.

L'equipaggiamento del navigatore è composto da un ricevitore, da un indicatore, e dalle relative alimentazioni. Il ricevitore è sintonizzato sulla catena desiderata, e gli impulsi ricevuti vengono presentati sull'indicatore oscilloscopico. Questo permette la lettura contemporanea delle differenze di tempo fra due impulsi « masters » e due impulsi « slaves » (nel caso di tre « slaves », la terza differenza di tempo viene usata successivamente come controllo del « fix » rilevato con le prime due). In tal modo restano individuate due iperboli, e quindi il navigatore può determinare il suo « fix ».

1) RAPPRESENTAZIONE DELL'INDICATORE E MISURA DELLE DIFFERENZE DI TEMPO.

L'indicatore oscillografico dell'equipaggiamento navigatore presenta una famiglia di quattro impulsi, due della stazione « Master », due di stazioni « Slaves ».

La rappresentazione è del tipo a deflessione, con una doppia base dei tempi (fig. 9) costituita da una traccia superiore ed una inferiore.

Si hanno a disposizione due scale dei tempi: in una (scala principale, fig. 9 A) i due assi hanno una lunghezza totale di 4000 μsec; nell'altra (scala veloce, fig. 9 B) la lunghezza degli assi è di 120 μsec, e gli assi sono raddoppiati: due contengono gli impulsi « masters » due gli impulsi « slaves » in posizione rovescia.

Gli assi dei tempi della scala principale contengono (fig. 9 A) uno « scalino » lungo 120 μsec che puo esser spostato, con la manovra di apposito volantino, lungo gli assi stessi. Commutando sulla scala veloce si ha una rappresentazione con quattro assi dei tempi i due assi a rappresentazione

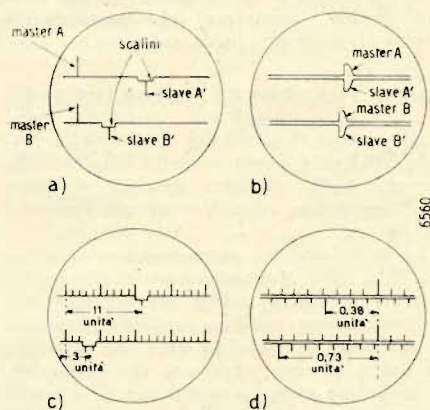



Fig. 9. - Rappresentazioni su l'indicatore Gee.

diritta contengono (quando siano eseguite le necessarie manovre) l'ingrandimento dei primi 120 microsecondi degli assi principali contenenti gli impulsi « masters », mentre quelli a rappresentazione rovescia presentano ingrandito il segmento di asse principale compreso nel corrispondente « scalino ». Ruotando i volantini che comandano lo spostamento degli scalini nella rappresentazione principale si vedranno scorrere, nella rappresentazione veloce, gli impulsi « slaves » rispetto ai « masters ».

Agendo su un apposito commutatore compaiono sugli assi dei tempi delle opportune « marche di distanza » al posto della rappresentazione contenente gli impulsi. Queste marche sono prodotte da adatti circuiti di tempo e appaiono come in *C* e *D* di fig. 9 per le due scale.

Nella scala principale si hanno marche intervallate di 67 μsec; ogni cinque si ha una marca più lunga per facilitare la lettura. Nell'asse superiore le marche vengono contate partendo da zero, in quello inferiore (che non è altro che la continuazione di quello superiore) partendo da trenta.

Vediamo adesso come si eseguono le letture delle differenze di tempo, riferendoci sempre alla fig. 9. Prima di tutto si procede alla sistemazione della rappresentazione principale: la frequenza di ricorrenza dell'asse dei tempi viene sincronizzata su quella degli impulsi « masters », che compaiono così all'inizio dei due assi. Quindi si procede a spostare gli scalini sui due assi fino a che ciascun impulso « slave » si trova al centro del rispettivo scalino (fig. 9 A). Commutando adesso sulla rappresentazione veloce si vedranno i quattro impulsi come in fig. 9 B, e si porteranno in perfetto allineamento le due coppie di impulsi agendo ancora sui volantini di comando degli scalini, che nella rappresentazione veloce fanno spostare gli impulsi « slaves » rispetto ai « masters ».

Si ritorna sulla rappresentazione principale, e si commuta in posizione « marche » ottenendo la figura 9 C. Si possono allora leggere le differenze di tempo in unità di 67 μsec: nel nostro caso si hanno 11 unità per l'impulso *B* e 33 per quello *C* (nella scala inferiore si legge partendo da 30).

Si passa adesso alla rappresentazione veloce in posizione « marche » ottenendo la figura 9 D. Si leggono i decimi delle marche principali contando il numero di marche corte che intercorrono fra quelle lunghe (3 nell'asse superiore, 7 in quello inferiore) ed infine si leggono i centesimi delle marche principali leggendo ad occhio i decimi di marca veloce intercorrenti fra l'ultima marca corta inferiore e quella lunga superiore (8 nell'asse superiore, 3 in quello inferiore); concludendo, le due differenze di tempo sono:

impulso *B*: $11 + 0{,}3 + 0{,}08 = 11{,}38$ marche principali

impulso *C*: $33 + 0{,}7 + 0{,}03 = 33{,}73$ marche principali.

Poichè, come abbiamo detto, le marche principali sono intervallate di 67 μsec, le due differenze di tempo saranno:

impulso *B*: $11{,}38 \times 67 = 762{,}46$ μsec
impulso C: $33{,}73 \times 67 = 2259{,}91$ μsec

I tempi possono esser dunque letti con la sensibilità di un centesimo di marca principale, ossia 0,67 μsec.

2) PRECISIONE E PORTATA DEL SISTEMA GEE.

Abbiamo visto che la sensibilità di lettura delle differenze di tempo può raggiungere, con la interpolazione al decimo delle marche veloci, gli 0,67 microsecondi. Ciò corrisponde ad una precisione di circa 100 metri nella determinazione delle linee di posizione, quando il navigatore si trovi sulle line di base. Via via che ci si allontana da queste linee la precisione diminuisce, per un complesso di cause di natura geometrica e tecnica, fino a divenire dell'ordine del chilometro alle massime portate (500 - 600 km).

Infatti, le linee di posizione sono iperboli che, come abbiamo visto nella prima parte, divergono sempre di più via via che ci si allontana dalla linea di base. Inoltre, per una famiglia di iperboli, quelle laterali divergono più di quelle centrali.

D'altra parte la misura di tempo viene eseguita collimando fra di loro degli impulsi: la precisione di questa collimazione dipende essenzialmente dalla ripidezza dei bordi degli impulsi, e quindi dalla potenza dei segnali in arrivo: per distanze notevoli questa potenza è esigua e la collimazione diviene incerta e difficile.

La determinazione di un « fix » dipende da quella di due linee di posizione: quindi l'errore di un « fix » dipende dal prodotto degli errori sulle linee di posizione, ed inoltre è inversamente proporzionale al seno dell'angolo fra le due linee di posizione.

Il risultato complessivo di quanto esposto è che nella determinazione di un « fix » si ha un errore che, grosso modo, è proporzionale al quadrato della distanza fra navigatore e stazioni Gee. Ciò corrisponde ad un errore che varia da 150 metri vicino alle stazioni fino a 5 km a distanza di 500 km dalle stazioni.

(*) Vedi « *l'antenna* » n. 9 e 10, Vol. XXIII, Settembre e Ottobre 1951, pag. 201 e 231: *B. Birardi*, « Radar iperbolici », parte prima e seconda.

La portata massima dipende dalla frequenza usata e dalla quota del navigatore. Vicino a terra la portata massima è di 200 km, mentre a 9000 metri di quota si raggiungono portate di 700 km.

3) APPLICAZIONI E SVILUPPI DEL GEE.

Oltre alla applicazione normale della determinazione occasionale di « fix » in navigazione, il « Gee » ha trovato importanti applicazioni nel « pilotaggio automatico » per la sua importantissima proprietà di permettere, con la determinazione *contemporanea* di due linee di posizione, il rilevamento di « fix » « istantanei ».

La più importante applicazione di questa proprietà si ha nella « navigazione in avanti » (*navigation in advance*). In questa l'equipaggiamento navigatore viene preparato in precedenza sulle coordinate iperboliche di un punto della rotta (come ad es. quelle dell'areoporto di arrivo).

Le due coppie di impulsi sulla rappresentazione veloce non appariranno in coincidenza in volo, ma seguendo la rotta verso il punto prescelto gli impulsi di ciascuna coppia si avvicineranno via via l'uno all'altro. Se gli impulsi di una coppia combaciano, l'aereo si trova su una delle due linee di posizione che passano per il punto fissato; il navigatore può seguire questa linea pilotando in modo da tenere i due impulsi allineati: giungendo sull'areoporto, e solo allora, anche gli impulsi dell'altra coppia coincideranno. La velocità di avvicinamento all'areoporto può essere determinata osservando quella di avvicinamento dei due impulsi di questa seconda coppia.

Poichè le linee iperboliche sono fisse rispetto a terra tutte le rotte appoggiate su esse sono « reali », le velocità sono « di terra » e cioè non si deve tener conto degli effetti di deriva. La navigazione resta in tal modo molto facilitata ed accessibile a personale non specializzato.

Il sistema ha avuto perciò gran sviluppo, dopo la guerra, per la navigazione aerea civile, specialmente in Inghilterra.

(*continua*)

RADIO E IONOSFERA

CHE SUCCEDERA' CON LE MACCHIE SOLARI?

a cura di G. CANNITO

E' certa la relazione tra le macchie solari, individuali o collettive, la ionosfera e le tempeste ionosferiche. Le macchie solari hanno un effetto notevole sulla intensità degli strati ionosferici e, come conseguenza, sulla frequenza massima utilizzabile (FMU).

Fig. 1. - Numero di macchie solari *R* riferito ai valori previsionali di Zurigo.

L'esattezza delle previsioni della FMU utilizzabile giornalmente dipende dalla costante osservazione delle macchie solari. Per giungere ad una buona esattezza delle previsioni sono necessarie formule che considerino fattori di grandezza delle macchie solari o dei gruppi di macchie solari, attività, ubicazioni geografiche sulla faccia del sole e molti altri elementi. Mentre si

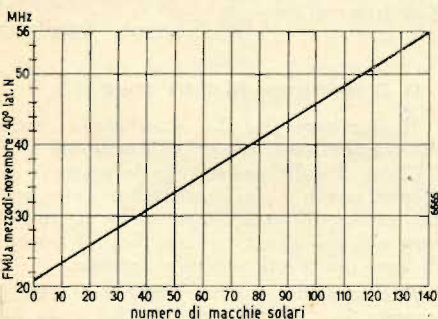



Fig. 2. - Diagramma valevole per un salto semplice di 3.000 km.

pensa a tanto, i fisici stanno sviluppando correlazioni basate sul numero di macchie solari. Tale numero si ottiene sommando il numero dei gruppi di macchie solari visibili e moltiplicando per dieci, a questo prodotto si somma il numero totale delle macchie solari individualmente visibili ed il tutto lo si moltiplica per un fattore costante. Tale fattore sarà basato su condizioni di visibilità osservate al telescopio o con altri mezzi. Il numero di macchie solari risultante (riferito generalmente al numero di macchie solari registrate all'osservatorio di Zurigo poichè in quell'osservatorio si hanno le maggiori osservazioni) viene manipolato convenientemente e presenta un quadro abbastanza reale della faccia del sole. Naturalmente, poichè il sole ruota lentamente, saranno visibili nuove macchie o gruppi di macchie sul bordo orientale mentre altre spariranno sul bordo occidentale. A tale fatto si deve attribuire la grande differenza di macchie solari che si riscontra a volte tra un giorno e l'altro. Per esempio si danno qui appresso il numero di macchie solari per un periodo tipico di dieci giorni osservate nel dicembre '50. Si noti che il 20 dicembre non fu osservata nessuna macchia solare.

12 dicembre: 115 macchie solari; il 13: 94; il 14: 79; il 15: 59; il 16: 42; il 17: 26; il 18: 19; il 20: nessuna; il 21: 7.

Nei grafici che qui sotto riportiamo, il n. 1 dà la variazione del numero mensile medio delle macchie solari (i cerchietti) e la media di tali macchie negli ultimi 9 anni. Si noti che l'ultimo minimo di macchie solari si ebbe nell'inverno del '44 ed il massimo alla fine della primavera del '47. In realtà il picco si ebbe in corrispondenza di distinte date: alla fine dell'autunno del '47 e nuovamente nell'autunno del '48. A questi picchi corrisposero periodi fortunati per le radiocomunicazioni nell'emisfero Nord e fra il Sud ed il Nord America e la migliore epoca cadde nei rispettivi novembre di quegli anni.

Il grafico 2 illustra il valore medio della FMU che si può sperare a mezzogiorno di un novembre al 40° parallelo nord per un salto di 3000 km. Combinando questi due grafici potremo vedere che il numero di macchie solari nel novembre del '47 fu di 150,4 e nel novembre del '48 di 144.

In tutti e due i mesi si ebbero aperture transcontinentali sui 56 MHz. La FMU di previsione del novembre '47 era di 53 MHz e di 51,6 nel '48. La concordanza tra le previsioni formulate dal CRPL (*Basic Radio Propagation Prediction*) e le condizioni osservate hanno del meraviglioso. Al 40° Nord la banda dei 5 metri si aprì per il 2,26% del tempo totale nel '47 e del 0,5% nel novembre '48. La FMU massima osservata da osservatori dilettanti per un salto di 3000 km fu nel '47 di 52,2 MHz. Per il novembre del '49 la FMU media a mezzogiorno è caduta intorno ai 44 MHz e la media del numero delle macchie solari intorno a 113. Altro dato significativo si ebbe nell'anno seguente. La FMU di novembre del '50 fu di circa 35,5 MHz ed il numero di macchie solari circa 67.

Le previsioni per il futuro sono lontane dall'essere ottimistiche. Non si verificheranno aperture regolari per i 56 MHz attraverso lo strato F_2 non solo nell'emisfero occidentale ma bensì in tutto il mondo. Sebbene si siano avute aperture sporadiche in questi ultimi tempi queste sono associate a disturbi ionosferici che mettono sottosopra le condizioni ionosferiche normali. Si può solamente attendere che le condizioni dei 28 MHz vadano di male in peggio. Dato l'aspetto attuale del ciclo delle macchie solari e facendo una ragionevole previsione del numero di macchie solari (linea punteggiata del grafico 1) sembrerebbe che i 28 MHz debbano essere completamente muti quest'autunno. Si avrà qualche probabile apertura sporadica per collegamenti fra Nord e Sud sui 28 MHz ha saranno poco frequenti. Le condizioni dei 10 metri potranno essere lievemente migliori nel Lontano Oriente, ma nella primavera del 1952 la banda sarà completamente chiusa in tutto il mondo, salvo, beninteso qualche apertura sporadica... di breve durata e a corta distanza.

I 20 metri degraderanno rapidamente con aperture dopo le 8 del mattino e chiusure rapide poco dopo la calata del sole nei giorni più fortunati.

Per i DX i radioamatori si riverseranno sui 40, 80 e 160 metri. *

SURPLUS...

IL COMPLESSO RICEVENTE TRASMITTENTE SCR-506-A

(PARTE PRIMA)

a cura di G. BORGONOVO

1) Generalità

L'apparato radio SCR506A, progettato per l'installazione a bordo dei carri armati, assicura collegamenti tra 100 e 500 km a seconda delle condizioni del terreno e del tipo di apparato corrispondente. Il trasmettitore BC653A dispone di 5 canali selezionabili disposti nel campo di frequenza compreso tra 2 e 4,5 MHz. La potenza in aereo del trasmettitore va da 50 a 90 W in trasmissione telegrafica; circa un quarto di tale potenza in fonia.

L'alimentazione può essere fornita da batteria a 12 o a 24 V, con un assorbimento rispettivamente di 56 e di 35 A.

Fig. 1. - Complesso montato e pronto per l'uso. Vista di fronte con i coperchi di protezione in posto.

2) Il trasmettitore BC653A (figg. 1 e 3)

Il trasmettitore BC653A copre il campo di frequenza compreso tra 2 e 4,5 MHz.

Nell'angolo in basso a sinistra del pannello si trovano 4 manopole uguali segnate « A - B - C - D » con la targhetta comune *PRESET FREQUENCIES FREQ. CONTROL*. Questi comandi vanno regolati per il canale desiderato (paragr. 15) e bloccati in tale posizione con le relative viti di pressione. L'angolo superiore sinistro reca altri 4 comandi simili ai precedenti per la sintonia dello stadio separatore, mentre la sintonia dello stadio finale si effettua a mezzo dei 4 comandi posti sul lato destro e contrassegnati *PRESET FREQUENCIES ANTENNA COUPLING*.

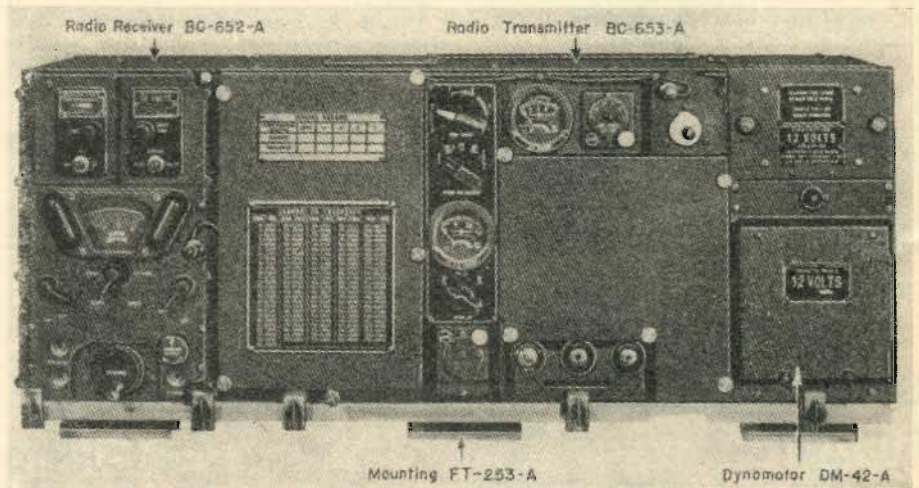
Sotto la targhetta *MO COILS PRESET FREQUENCIES* si trovano 8 ponticelli spostabili che servono a scegliere la corretta induttanza per lo stadio pilota alle frequenze desiderate. Ognuno dei 4 comandi posti dalla parte destra del pannello copre il campo di frequenza da 2 a 3 oppure da 3 a 4,5 MHz a seconda che i ponticelli sono spostati sulla bobina delle frequenze basse o su quella delle frequenze alte (fig. 2).

Il coperchietto segnato *IPA COILS PRESET FREQUENCIES* accede ad un gruppo di ponticelli con funzioni simili ai precedenti nello stadio separatore.

Un interruttore di sicurezza disinserisce l'alimentatore ad alta tensione quando si toglie il coperchio di protezione.

Il commutatore *BAND CHANGE* posto nella parte superiore centrale del pannello sceglie tra le 4 frequenze preselezionate quella desiderata; una quinta ed una sesta posizione segnate *LF* ed *HF TUNABLE* permettono di trasmettere su una qualsiasi frequenza al di fuori delle 4 prefissate.

In tale posizione del commutatore la sintonia si effettua a mezzo dei comandi segnati *LF-HF TUNING*.

Queste 2 gamme comprendono 126 canali numerati da 0 a 125. Essi sono spaziati di 20 kHz partendo da 2 MHz (canale zero). Quando si usa la banda LF i canali da 0 a 50 sono indicati dal contatore posto a sinistra del comando di sintonia, mentre quando si usa la banda HF i canali da 50 a 125 sono indicati dal contatore posto a destra di detto comando.

La tabella di conversione dei canali in frequenze si trova sul coperchio che protegge gli organi di sintonia posti dalla parte sinistra del pannello.

Sotto il commutatore *BAND CHANGE* si trova il commutatore *POWER & EMISSION* il quale avvia ed arresta il trasmettitore e seleziona il tipo di emissione e la potenza di uscita dell'apparato.

Subito sotto a tale commutatore si trova uno strumento che misura la tensione di accensione dei tubi dello stadio finale e le correnti anodiche del finale e del separatore; sotto a detto strumento si trova il relativo commutatore.

Nella parte inferiore centrale del pannello si trova un comando segnato *MO RESET LF-HF* che serve per la calibratura esatta della frequenza di emissione. Detto comando è provvisto di vite di bloccaggio.

Alla sua destra si trova il reostato di regolazione della tensione di accensione dei tubi finali; esso viene regolato ogni tanto con cacciaviti ed è contrassegnato *INCREASE PA FIL.*

Subito a destra di detto reostato vi sono i jacks JK34A e JK33A rispettivamente per il tasto J45 e la spina PL68 della scatola di giunzione BC658A.

Al di sopra del reostato e dei jacks sta un coperchio che dà accesso alle prese regolabili sulla bobina dello stadio finale. Dette prese sono 4 per le frequenze preselezionate e 2 per le gamme di frequenza variabile; un interrutore di sicurezza disinserisce l'alimentatore ad alta tensione quando si toglie il coperchio e accende 2 lampadine per l'illuminazione degli organi di regolazione.

In alto, a destra della parte centrale, si trovano i terminali d'antenna del ricevitore e del trasmettitore.

Nella sezione destra del pannello si trova il dynamotor DM42A (oppure il DM43A). Tutte le connessioni avvengono automaticamente inserendolo nel suo alloggiamento. Al di sopra vi è una lampada spia che si illumina quando il dynamotor è in funzione.

Al di sopra dell'alloggiamento del dynamotor è posto un coperchio sfilabile sotto cui si trovano i fusibili del trasmettitore ed i potenziometri R190 ed R177 rispettivamente di volume del microfono e di regolazione del negativo del finale nella trasmissione telefonica. Un interruttore di sicurezza disinserisce il dynamotor quando si toglie il coperchio.

Una ventola coassiale al dynamotor DM43A assicura la ventilazione forzata ai tubi dello stadio finale del trasmettitore.

I tubi impiegati nel trasmettitore BC653A sono i seguenti:

Funzione	*Denom. militare*	*Denom. civile*
Oscillatore pilota	VT175	1613
Separatore	VT100A	807
Amplificatore finale	VT154	814
» »	VT154	814
Modulatore	VT175	1613
Regolatore di tensione		
» » »	VT200	VR105/30

3) Il ricevitore BC652A (figg. 1 e 4)

Il ricevitore BC652A è situato a destra del trasmettitore, restando inserito nel rack FT253A. I collegamenti con la sorgente di alimentazione e col trasmettitore avvengono automaticamente innestando il ricevitore nel suo alloggiamento. Tutti i comandi sono posti sul pannello frontale.

Il campo di frequenza da 2 a 6 MHz è coperto in 2 bande (da 2 a 3,5 e da 3,5 a 6 MHz) con commutazione a mezzo del comando *BAND CHANGE* posto al centro

del pannello. La scala di sintonia è calibrata direttamente in frequenze e in canali ed è illuminata da 2 lampadine.

A destra del commutatore di gamma si trova il commutatore segnato *AVC MVC CW* ed a destra l'interruttore *OFF-ON*.

Il comando di sintonia è posto nella parte centrale inferiore del pannello. Esso aziona il condensatore variabile attraverso una demoltiplica a recupero di gioco, ed è provvisto di frizione per impedire spostamenti accidentali indesiderati.

Su ognuno dei lati del pannello è posto un jack per cuffia, e sopra quello posto dalla parte sinistra si trova il jack dell'altoparlante. Il comando *INCREASE OUTPUT* regola l'uscita del ricevitore sia in cuffia che in altoparlante. L'antenna del ricevitore si collega all'apposito terminale segnato *A*.

I comandi del calibratore a quarzo consistono in 2 commutatori posti sopra la scala di sintonia. Quello di destra segnato 20 kHz - 100 kHz stabilisce l'intervallo di frequenza dei segnali di calibratura. Al di sopra di detti commutatori si trovano un fusibile inserito nel circuito di alimentazione del ricevitore e del calibratore, nonchè uno di scorta, indicato con la dicitura *SPARE FUSE*.

Le lampadine di illuminazione della scala sono sostituibili rimuovendo la mascherina di copertura della scala stessa. Una lampada al neon LM54 è inserita nel circuito d'aereo contro eventuali tensioni a radiofrequenza.

Il ricevitore BC652A impiega un limitatore di disturbi per ridurre le scariche atmosferiche e quelle dovute all'accensione dell'automezzo su cui è installato l'apparato. Il circuito di desensibilizzazione è comandato dal relais di commutazione posto sul trasmettitore BC653A ed elimina la possibilità che il ricevitore possa funzionare nei periodi di trasmissione. Durante tali periodi viene applicato ai morsetti d'uscita del ricevitore un segnale di controllo fornito dal trasmettitore.

Il dynamotor DM40A (oppure DM41A) è posto sul telaio del calibratore. Le connessioni tra esso ed il ricevitore avvengono attraverso la spina P250. Una ventola montata sull'asse del dynamotor DM40A assicura la ventilazione forzata agli organi del ricevitore e del calibratore.

Per facilitare la messa a punto del complesso lo chassis del calibratore reca posteriormente 2 terminali di collegamento per la batteria. Ad essi viene applicata la tensione di alimentazione quando il ricevitore non è montato sul rack FT253A.

Il calibratore a quarzo è previsto per l'impiego di uno dei seguenti tipi di cristallo da 200 kHz: l'unità DC15A od il portacristalli FT241A.

L'unità DC15A è un quarzo nel vuoto ed è provvisto di zoccolo octal; mentre il portacristalli FT241A è di tipo normale. Quando si cambia quarzo occorre ritoccare il compensatore C201 secondo le norme esposte al paragrafo 15b (1).

Fig. 2. - Ponticelli di taratura del pilota e del separatore. Posizioni corrette ed errate.

I tubi impiegati nel ricevitore BC652A sono i seguenti:

Funzione	*Denom. militare*	*Denom. civile*
Amplificatore RF	VT209	12SG7
Convertitore	VT132	12K8
Primo stadio MF	VT131	12SK7
Secondo stadio MF e silenziatore	VT153 (opp. VT169)	12C8
Terzo stadio MF	VT131	12SK7
Rivel. e 1° stadio BF	VT133	12SR7
Stadio finale BF	VT168A	6Y6G
Oscillatore di nota	VT132	12K8
Calibratore a quarzo		
Oscillatore a quarzo	VT167	6K8
Multivibrat. 100 kHz	VT105	6SC7
Multivibrat. 20 kHz	VT105	6SC7

4) Il dynamotor DM42A (DM43A)

L'alta tensione per il trasmettitore BC653A viene fornita dal dynamotor DM42A (o DM43A) che sono identici, eccetto che per la tensione di alimentazione. Il tipo DM42A è alimentato a 12 V, ed il tipo DM43A a 24 V.

La macchina è a 4 poli per la bassa tensione con avvolgimento unico, e a 2 poli per l'alta, con 2 avvolgimenti posti in serie che forniscono i 1000 V richiesti dal finale del trasmettitore.

Un apposito avvolgimento sullo statore fornisce la nota di controllo a 1000 Hz per la trasmissione telegrafica.

Tutte le connessioni avvengono a mezzo di spine poste posteriormente all'apparecchio.

Caratteristiche elettriche dei dynamotors DM42A e DM43A:

	DM42A	DM43A
Tensione di alimentaz.	12 V	24 V
Corrente di alimentaz.	39 A	20 A
Tensione di uscita (per sezione)	460 V	460 V
Corrente di uscita (per sezione)	185 mA	185 mA
Tensione di uscita (avv. in serie)	925 V	925 V
Corrente di uscita (avv. in serie)	220 mA	220 mA
Tensione di controllo (massima) (2)	7 V	7 V
Tensione di controllo (presa) (2)	2 V	2 V

5) Il dynamotor DM40A (DM41A)

Questi dynamotors forniscono l'alta tensione per il ricevitore BC652A e sono identici, eccetto che per la tensione di alimentazione. Per il tipo DM40A essa è di 12 V; mentre per il tipo DM41A è di 24 V.

Il dynamotor in servizio si trova sullo chassis del calibratore a cui viene fissato con appositi attacchi a molla. Le connessioni al ricevitore avvengono attraverso la spina P250.

(1) Si rinvia il Lettore ad un prossimo fascicolo di questa Rivista.

(2) Su impedenza di 5000 ohm.

Caratteristiche elettriche dei dynamotors DM40A e DM41A:

	DM40A	DM41A
Tensione di alimentaz.	14 V	28 V
Corrente di alimentaz.	3,5 A	1,7 A
Tensione di uscita	172 V	172 V
Corrente di uscita	138 mA	138 mA

6) Rack - Tasto - Scatola di giunzione

Il rack FT253A consiste in una piastra di acciaio supportata da 6 appoggi in gomma. Sotto detta piastra si trova una piastrina in bakelite recante i terminali per il cavo CO280 di collegamento con la batteria di bordo ed il fusibile di linea.

Nella parte posteriore del rack si trovano gli attacchi J161 e J302A di connessione rispettivamente al trasmettitore ed al ricevitore.

Il rack contiene tutti i cavi di interconnessione del ricevitore e del trasmettitore, ad eccezione del collegamento di antenna del ricevitore.

La piastrina posta nella parte inferiore reca i collegamenti necessari per l'eventuale installazione di un secondo ricevitore BC652A.

Il tasto J45 è provvisto di attacco elastico per comodità d'uso. Il cordone CD201 termina con un jack di collegamento al trasmettitore.

La piastrina posta nella parte inferiore reca i collegamenti necessari per l'eventuale installazione di un secondo ricevitore BC652A.

Il tasto J45 è provvisto di attacco elastico per comodità d'uso. Il cordone CD201 termina con un jack di collegamento al trasmettitore.

La scatola di giunzione BC658A consiste in una scatola metallica contenente un commutatore a 2 vie 2 posizioni, un jack JK33A e un jack JK34A. 4 cordoni escono lateralmente dalla scatola e terminano in 2 spine PL55 ed in 2 spine PL68. Il microfono e la cuffia dell'operatore vengono inseriti nelle prese jack poste sulla scatola, mentre i 4 cordoni vanno inseriti nel trasmettitore e nel ricevitore, nonchè nell' amplificatore dell' interfono. Mediante il commutatore si passa immediatamente dalla radio all'interfono.

7) L'antenna

L'antenna per l'apparato SCR506A è costituita dagli elementi da MS49 ad MS53 compreso. I 5 elementi sono costruiti in acciaio ad alta flessibilità. L'elemento MS49 costituisce la sommità dell'antenna; gli altri seguono nell'ordine di numerazione. L'elemento MS53 viene innestato nell'elemento di base MP37 od MP57 secondo che quest'ultimo sia fissato direttamente al veicolo oppure, come in alcune installazioni, al tubo di supporto MP52. Una robusta molla a spirale sull'elemento di base contribuisce ad aumentare la flessibilità del sistema. La parte superiore dell'elemento MS49 è verniciata in blu, mentre la parte inferiore di ogni elemento viene collegata con un attacco a vite al successivo. Gli elementi che vanno collegati insieme recano le testate da unire verniciate nello stesso colore. Una fascia verniciata in nero su ogni elemento reca impresso il numero di denominazione.

La lunghezza complessiva del sistema è di circa mt. 4,80.

Fanno parte dell'antenna anche 4 elementi tipo MS54 che consentono di allungare l'aereo fino a mt. 7,60 allorchè il veicolo è fermo.

8) Cavi di collegamento CD307; CD314; CD318

Il cavo CD307 è un cavo gommato a 2 conduttori terminante ad un estremo con

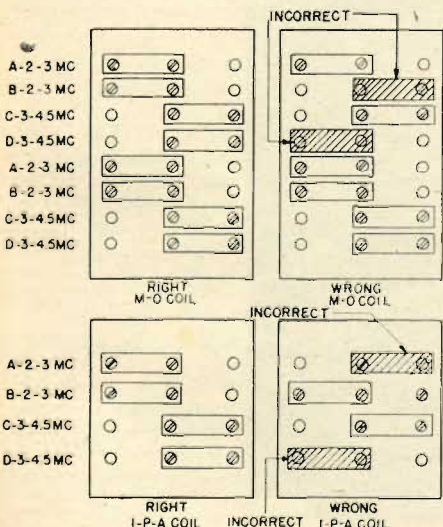
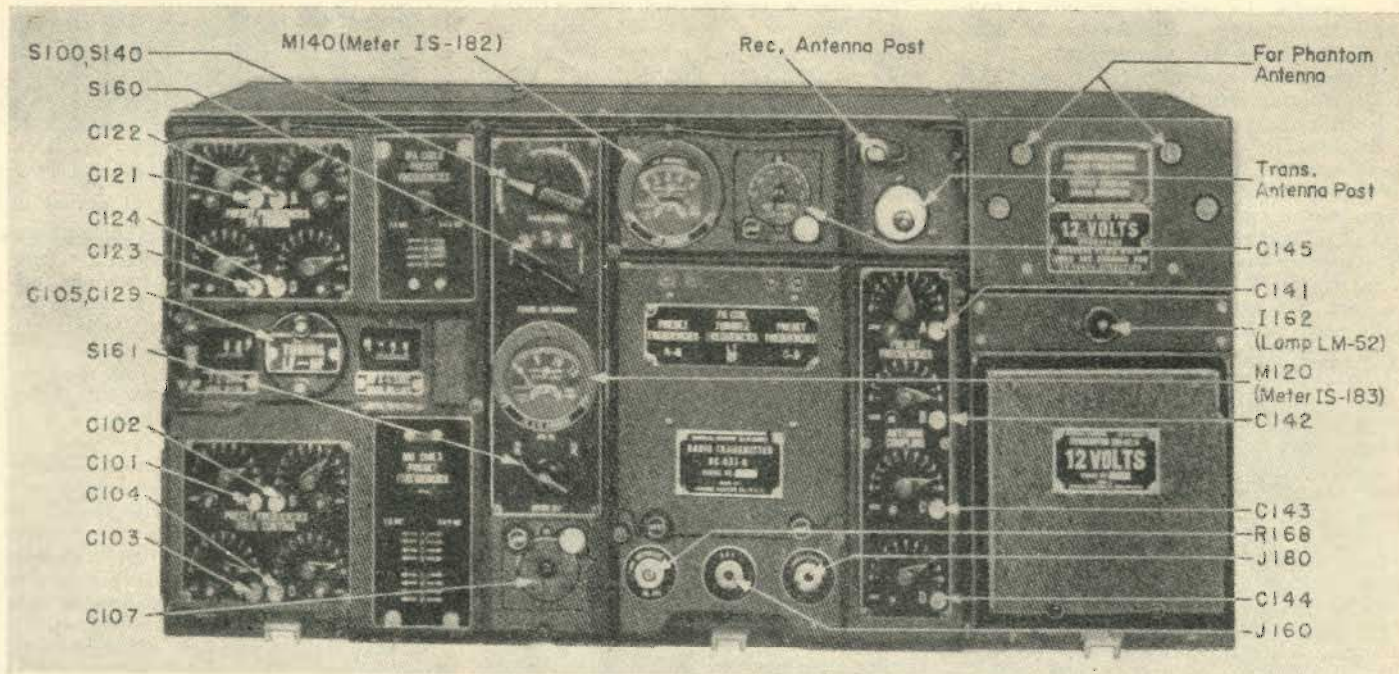



Fig. 3. - Vista frontale del trasmettitore senza coperchi di protezione.

una spina jack PL55 ed all'altro con una presa jack JK26. Serve per il collegamento della cuffia al ricevitore.

Il cavo CD314 serve per il collegamento dell'altoparlante LS3 al ricevitore; è anch'esso a 2 conduttori e termina ai 2 estremi con una spina jack tipo A.

Quando si impiega il laringofono tipo T30A, esso viene connesso ad un estremo del cavo CD318, mentre l'altro estremo termina con una spina tipo B, da connettersi alla presa microfonica sulla scatola di giunzione BC658A. Del cavo fa parte anche l'interruttore SW141W che serve per comandare il trasmettitore BC653A nella trasmissione telefonica.

9) Cuffie HS 18; HS23; HS 30

La cuffia HS18 è prevista per l'impiego col ricevitore BC652A. Il suo cordone è provvisto di spina PL55 da inserire nella presa JK26 del cavo CD307. Il tipo HS23 è simile al precedente; il tipo HS30 si usa in alcuni casi particolari.

Tutti questi tipi di cuffie vanno collegati tramite il cavo CD307 alla presa di cuffia sulla scatola di giunzione.

10) Altoparlante LS3

L'altoparlante LS3 è di tipo magnetodinamico ed è montato in una custodia a parte che contiene anche il traslatore di accoppiamento al ricevitore.

La connessione dell'altoparlante al ricevitore avviene attraverso il cavo CD314.

11) Microfoni

Microfono T17.

Il trasmettitore BC652A impiega normalmente un microfono a carbone a mano. Il suo cordone è provvisto all'estremità di una spina jack PL68 per il collegamento alla presa microfonica sulla scatola di giunzione.

Un bottone sull'impugnatura controlla il circuito di comando del trasmettitore. Quando il commutatore *POWER & EMISSION* si trova nella posizione *VOICE* detto circuito eccita il relais di avviamento del dynamotor, che inserisce anche i filamenti dei tubi finali. Il pulsante sul microfono serve quindi per il passaggio ricezione-trasmissione.

Laringofono T30A.

E' destinato all'impiego in ambienti particolarmente rumorosi. Connesso come il tipo precedente attraverso il cavo CD318 svolge le stesse funzioni del microfono T17. Il passaggio ricezione-trasmissione è comandato dall'interruttore SW141W posto sul cavo CD318.

Microfono labiale T45.

Il microfono T45 è una piccola capsula a carbone da usarsi sospesa al di sopra delle labbra per mezzo di apposito sistema di fissaggio.

Sostituisce i vari tipi di laringofoni e può venire usato anche con la maschera antigas indossata.

12) Antenna ausiliaria tipo AN24A

Questo tipo di antenna è destinata ad essere usata quando l'apparato funziona da stazione fissa o nei casi in cui non sia possibile l'uso dell'antenna a stilo. Data la sua lunghezza di mt. 6,50 consente una portata superiore a quella consentita dallo stilo e non raccoglie altrettanto facilmente l'elettricità atmosferica, specie durante i temporali.

Il suo impiego implica però necessariamente la temporanea immobilizzazione del veicolo. *(continua)*

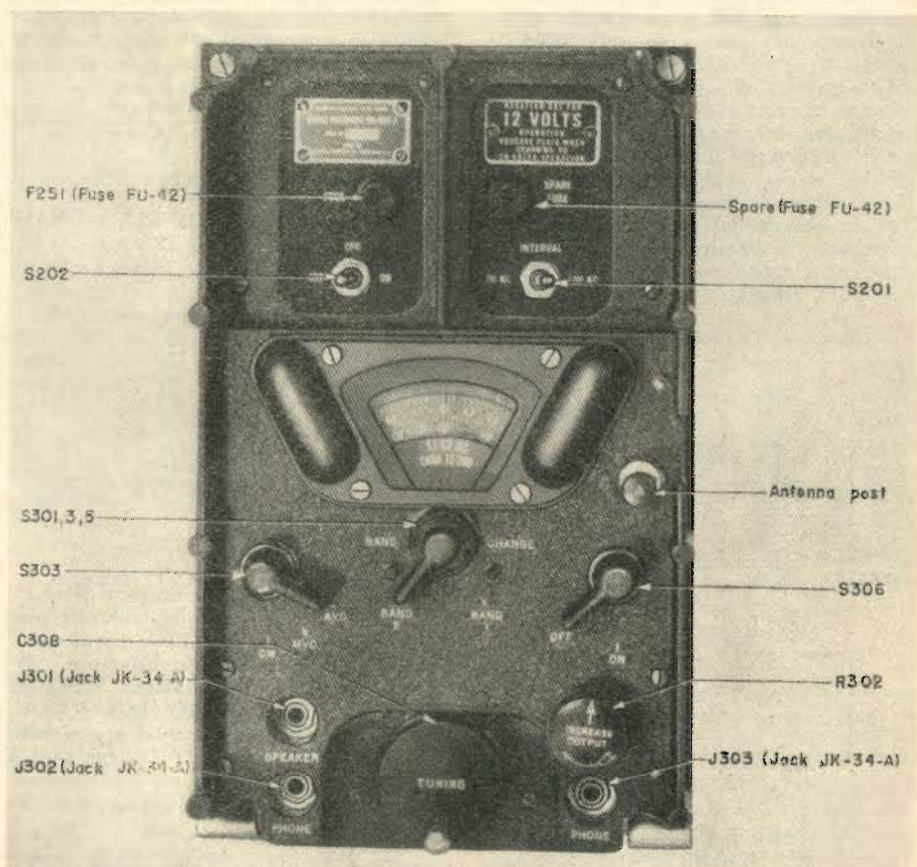



Fig. 4. - Vista frontale del ricevitore.

NUOVA VALUTAZIONE OBIETTIVA DELL'EFFETTO DI CONSONANZA

di PIETRO RIGHINI (*)

L'effetto gradevole o sgradevole che può generare l'ascolto di un insieme di suoni è determinato, per quanto riguarda i fattori esterni, dalle caratteristiche complessive dell'onda sonora. Oltre quello che deve ascriversi al fatto fisico in sè, vi sono anche considerazioni fisiologiche e psicologiche, ma ciò, pur essendo cosa della massima importanza, fa parte di tutt'altro studio ed esula quindi da questo breve esame.

La gradevolezza di una combinazione di suoni musicali simultanei viene detta « consonanza », mentre il suo opposto si chiama « dissonanza ». Tra l'una e l'altra di queste sensazioni vi è una gamma intermedia la quale non soffre soluzione di continuità, così che si può passare da un estremo all'altro senza che si possa avere la sensazione di aver toccata la linea di confine tra consonanza e dissonanza. Poichè si tratta di valutazioni sempre soggettive, se pure di carattere universale, occorre dire che i criteri stessi di questa valutazione si sono grandemente modificati nel tempo, subendo cioè un sensibilissimo processo evolutivo. Dalle poche combinazioni accettate da Pitagora quali consonanze si è giunti, attraverso un lento processo di affinamento, all'accettazione di un numero assai più considerevole di accordi, tanto che oggi è estremamente arbitrario stabilire un limite assoluto, oppure affermare l'esaurimento di questo processo evolutivo. Vi è persino chi vorrebbe sostenere che il processo stesso sia infinito. Ciò appare però altrettanto gratuito, in quanto la differenziazione tra consonanza e dissonanza è tale da non consentire dubbio alcuno sulla permanenza indefinita della distinzione stessa; sin tanto, almeno, che la nostra naturalità non subisca una completa rivoluzione. Argomentare dalla verità del processo evolutivo e dalla sua attualità, per arrivare a negare alla consonanza, non solo un suo indistruttibile contenuto estetico ed emotivo, ma anche una sua configurabilità oggettiva, è un po' come sostenere che: dato che un confine netto tra il freddo e il caldo non esiste, il polo è quindi la stessa cosa dell'equatore.

L'effetto di consonanza lo si è anche chiamato « grado di fusione dei suoni », ed è stato oggetto di studio sin dai tempi più antichi. Notevoli furono, nell'antichità, le regole pitagoriche, che volevano far consistere in una mistica numerale la ragione dei principali fenomeni naturali, comprese le leggi dell'argomento di cui ora stiamo trattando. Vennero poi le considerazioni di Tolomeo, che ampliarono notevolmente le antiche concezioni sulle consonanze musicali e, in epoca molto più avanzata, le prime nozioni scientifiche sugli armonici naturali, da cui si dipartirono le più autorevoli argomentazioni che, nella seconda metà del secolo scorso, portarono l'Helmoltz alle sue teorie, delle quali diremo qualcosa poco più avanti.

Già prima dell'Helmoltz, Leonardo Euler (1738), matematico di fama mondiale, aveva data una sua teoria sulle consonanze, affermando che il grado di fusione dei suoni, anzi, il suo indice, coincide col minimo comune multiplo dei termini di frequenza propri di ogni elemento che interessa la combinazione esaminata.

Questa teoria si prestava però ad appunti critici di notevole peso, dei quali il più forte consisteva nella impossibilità di applicare la teoria stessa a quelle combinazioni di suoni nelle quali, per una lievissima differenza di altezza di uno dei componenti, differenza forse inavvertibile anche per l'orecchio musicalmente più esperto, i rapporti fossero espressi da numeri assai elevati, così che anche l'indice di consonanza risultasse parimenti elevato, esprimendo conseguentemente una dissonanza anzichè una consonanza, sia pure lievemente alterata.

Diamo un esempio: l'intervallo di « terza maggiore del sistema temperato » (sistema attuale) è rappresentato dal seguente rapporto: 31749/25199. Si tratta quindi di una frazione complessa ed irreducibile, il minimo comune multiplo dei cui termini è pari a 796043051, la qual cosa, secondo Euler, avrebbe dovuto rappresentare una fortissima dissonanza. Noi sappiamo che, invece, si tratta di una consonanza gradevolissima e delle più naturali e spontanee e che questo suo rapporto è così complesso solo perchè differisce per circa 10/1000 sull'analogo intervallo del sistema naturale, il quale rapporto è espresso da 5/4.

Ciononostante Euler aveva toccato un punto che servì quale base di partenza all'Helmoltz per sviluppare la sua teoria. Infatti: è noto che i battimenti stanno in esatta proporzione coi termini di frequenza; e dei battimenti che si generano tra due suoni simultanei Helmoltz si valse per comprovare la coincidenza della consonanza con il minor numero di questi; cercando così di conciliare i dati matematici con le caratteristiche peculiari dell'onda sonora e con la sensazione che viene a determinarsi. E' però già evidente che un punto, della base di partenza, è impreciso, in quanto permangono le obbiezioni principali fatte alla teoria di Euler, nel senso che i rapporti di frequenza che hanno un minimo comune multiplo elevato, indicano pure un altrettanto elevato numero di battimenti, la qual cosa può, talvolta, non esprimere affatto il grado di fusione di una combinazione di suoni, e l'esempio dato poc'anzi vale anche in questo caso.

Occorre ora considerare che all'epoca di Helmoltz, ossia quando egli dette sviluppo alla sua teoria (1861), i mezzi tecnici a disposizione degli studiosi erano inconfrontabilmente minori e meno efficenti di quelli che oggi sono a disposizione del più modesto degli sperimentatori. E' vero che in certi rapporti elevati i battimenti, per ragioni di intensità, non sono più avvertibili e quindi non possono più avere influenza sulla sensazione generata, ma è però altrettanto vero che non esiste un limite chiaramente individuabile, così che in ogni considerazione vi può essere sempre qualche cosa di vago e di impreciso. Col tempo si sono, infatti, chiaramente individuate le lacune contenute nella teoria di Helmoltz sulla consonanza, che, oltre quanto detto, hanno una forte consistenza anche per quanto segue. Nei suoi esperimenti egli fece sempre ricorso al suono di qualche strumento musicale, che, come egli stesso così chiaramente dimostrò, non è mai un suono puro, in quanto è formato da un numero più o meno grande di armoniche. Era quindi inevitabile che egli graduasse la consonanza, non secondo l'effetto delle componenti pure, ma secondo il loro effetto complessivo. Questo fatto gli era noto, tanto che nel diagramma delle consonanze da lui tracciato e che è qui

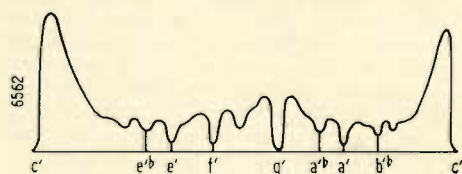



Fig. 1. - Diagramma di Helmoltz.

di seguito riprodotto nella sua sintesi essenziale, appaiono le somme di tutte le consonanze e di tutte le dissonanze che potevano verificarsi *tra le varie componenti* dei suoni di due violini, uno dei quali teneva costantemente ferma la nota fondamentale, mentre l'altro saliva lentamente all'ottava, scorrendo così tutte le frequenze intermedie.

E' quindi logico che questa curva contenga non solo i dati relativi alle basi di confronto, ma anche quelli di ogni armonica che entrava nella formazione di quei suoni; ammesso che con i mezzi limitati di allora l'analisi potesse esser fatta con sufficente approssimazione. Ma i valori base, quelli cioè che servirono all'Helmoltz per determinare l'indice di fusione di ogni incontro, da cosa provenivano? Quale poteva essere, cioè, il grado di consonanza degli elementi puri?

L'Helmoltz, come i suoi predecessori, assegnò alle varie combinazioni di armoniche pure un grado di consonanza dedotto, più che altro, dai rapporti numerici e dai battimenti, valendosi poi di queste misure per la determinazione complessiva dell'effetto generato, che, nel caso sperimentato, consisteva appunto nel suono dei due violini. Sulla questione dei rapporti numerici abbiamo già visto quali errori si possano dare facendo affidamento assoluto sui loro prodotti o sui loro quozienti; vediamo adesso un caso fra i molti, che dimostra la non linearità della consonanza rispetto il numero dei battimenti.

Si abbiano le due seguenti combinazioni: *do* (fondamentale) e *sol* all'intervallo di « quinta »; e poi: *do* (sempre fondamentale) e *sol* all'intervallo di « dodicesima ». I rispettivi rapporti sono i seguenti: 3/2 per il primo caso e 3/1 per il secondo. Poichè i battimenti sono più numerosi per 3/1 che per 3/2 ne viene che l'effetto di consonanza dovrebbe essere più accentuato per *do* - *sol* alla dodicesima che per *do* -

(*) Titolare della Cattedra di Fisica Acustica degli Strumenti Musicali al Conservatorio di Torino.

sol alla quinta. L'esperienza diretta dimostra però il contrario e non v'è musicista che possa avere dubbi in merito. Del resto la differenza è così sensibile che anche persona musicalmente inesperta può rilevarla. E' allora comprensibile che, non avendo la base della teoria un valore oggettivo inoppugnabile, anche le conclusioni contengano, moltiplicate anzi, le incertezze contenute nella base stessa.

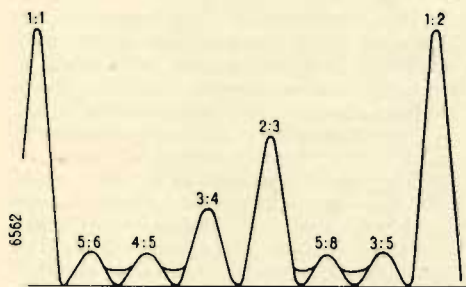



Fig. 2. - Diagramma di Stumpf.

Carlo Stumpf, insigne psicologo tedesco, volle correggere, verso la fine del secolo scorso e nei primi anni di questo, le conclusioni dell'Helmoltz, uniformando il grado di consonanza di molti intervalli, assegnando, precisamente, un uguale grado di fusione a tutti gl'intervalli di terza e di sesta. Ma questa soluzione non può essere accettata dai musicisti in quanto è universalmente provato che queste combinazioni hanno una consonanza propria, ciascuna di esse, così che il loro livellamento non può essere ritenuto soluzione soddisfacente, nemmeno in sede di compromesso... se di compromesso si può parlare in questo campo.

Diamo, nella figura seguente, il diagramma ideato dallo Stumpf, il quale ebbe il gran merito di separare definitivamente ciò che si deve allo studio della psicologia da quello che può riguardare i fatti fisici esterni.

In questi ultimi anni sono state eseguite, al Conservatorio di Torino, numerosissime prove sulla consonanza degli intervalli musicali, ottenendo risultati interessanti, i quali possono mettere in una nuova luce la questione della sua valutazione obbiettiva. Particolarmente dimostrative sono state le risultanze dei controlli effettuati sopra le singole combinazioni, che venivano sottoposte all'ascolto di musicisti e di persone musicalmente profane, onde saggiare dal punto di vista soggettivo i risultati che si andavano delineando sul piano matematico.

Tutte le prove sono state effettuate con frequenze pure, prive di armoniche ed in base alle frequenze dei vari sistemi musicali da quello greco a quello temperato. Come generatori sono stati usati degli oscillatori elettronici e delle ruote foniche coassiali.

La principale costatazione, quella cioè da cui si è dipartito tutto lo studio successivo, è stata che: *per ogni combinazione di due suoni vi è sempre un intervallo ottimo alla cui distanza il grado di fusione è massimo.* Prima ed oltre questo punto l'effetto di consonanza diminuisce; anche se si tratta, nominalmente parlando, delle stesse note. (L'esempio dato per *do-sol* alla quinta ed alla dodicesima è uno dei tanti che si possono verificare).

I più accurati controlli hanno poi dimostrato che, senza eccezione: *il massimo grado di consonanza (intervallo ottimo) tra due suoni simultanei, che abbiano tra loro un qualunque rapporto armonico, coincide sempre con l'intervallo che risulta dal loro primo incontro nella serie armonica naturale.*

Per maggior chiarezza si aggiunge che, per « primo incontro nella serie armonica », s'intende quello che si verifica col fondamentale scorrendo la sequenza degli armonici naturali. Così che tra *do* e *sol* il primo incontro col fondamentale è alla dodicesima, ossia col 3° armonico (ed il caso lo abbiamo visto); mentre quello tra *do* e *mi* avviene al 5° armonico; tra *do* e *re* al 9° e così via, secondo i dati della serie stessa.

I medesimi controlli hanno anche dimostrato che l'effetto di consonanza segue la grandezza dei termini del rapporto, da cui ne viene che:

La valutazione obbiettiva del grado di consonanza tra due suoni simultanei, aventi tra loro rapporti armonici, *è data dal prodotto dei rispettivi termini proporzionali di frequenza.*

Due suoni hanno tra loro « rapporti armonici » quando fanno parte della serie naturale generata dallo stesso fondamentale.

Stabilita, con ampio sviluppo, una curva che, a partire dal grado di consonanza del fondamentale (che è pari all'unità) tocchi i punti d'incontro delle ascisse con le ordinate, su cui saranno rispettivamente riportate le frequenze ed una scala logaritmica indicante il grado di fusione dei suoni, si ha un'immagine fedele dell'andamento della consonanza stessa secondo la successione delle frequenze e rispetto il fondamentale. L'altezza delle ordinate indicherà il grado di fusione. L'ambito dell'ottava è sufficente a classificare i vari intervalli.

Per la determinazione dei valori delle ordinate si procede conformemente ai criteri dianzi dati, mentre le frequenze trovano il loro posto sull'asse dei tempi secondo il loro rapporto rispetto il fondamentale, che è considerato di frequenza pari ad *uno*.

Non occorre considerare quei dati che, essendo relativi a rapporti armonici elevati, non possono influire sul grado di consonanza, o perchè sarebbero, in pratica, oltre il limite superiore di udibilità o perchè la intensità di uno o di entrambi i componenti è così esigua da ritenersi ad ogni effetto assolutamente trascurabile.

Ad esempio: è perfettamente inutile considerare il rapporto tra il 50° armonico ed un altro qualsiasi della serie, tanto più che al di sotto del 26° si troverebbe un indice di frequenza che esulerebbe dall'ambito dell'ottava. La curva può essere quindi tracciata a partire dall'incontro del 30° con 29° armonico; trascurando le frazioni che possono essere ridotte ai minimi termini e quelle il cui quoziente fosse pari o superiore a 2; essendo il numero 2 il limite naturale dell'ottava.

Si avrebbe così un centinaio circa di rapporti frazionari.

Il prodotto dei termini della frazione indica il grado di consonanza e determina l'altezza della propria ordinata; mentre il quoziente della frazione stessa indica il rapporto decimale di frequenza rispetto il fondamentale che, come abbiamo detto ha il proprio valore dato dal rapporto 1/1.

Il rapporto decimale di ogni frazione viene iscritto progressivamente sull'asse dei tempi, il cui valore estremo deve essere considerato pari a 2; ossia al valore dell'ottava.

Volendo conoscere il grado di consonanza di un qualunque elemento di una qualunque scala musicale non si ha che a tracciare l'ordinata che coincide, sull'asse dei tempi, con il rapporto decimale relativo all'intervallo in esame. L'incontro dell'ordinata con la curva, tracciata nel modo dianzi detto, indica con precisione il grado di consonanza cercato.

Fig. 3. - Diagramma della consonanza in funzione degl'intervalli delle scale naturale e temperata. S.N. e tratto grosso si riferiscono alla scala naturale; l'abbreviazione S.T. e il tratto fine verticale si riferiscono invece alla scala temperata.

Il diagramma di fig. 3 illustra l'andamento della consonanza in funzione degli intervalli delle scale: naturale e temperata.

Sotto il diagramma è tracciato un pentagramma con su segnate le note relative alla tonalità di *do*. Il tratto grosso verticale e le frequenze della linea S.N. corrispondono ai dati della scala naturale; mentre il tratto sottile e le frequenze di *S.T.* si riferiscono alla scala temperata. La curva è stata semplificata, togliendo cioè molti dei valori che non interessano i due sistemi musicali qui illustrati; e cioè ai fini della maggior chiarezza del diagramma, che, essendo il primo del genere, può interessare sia i tecnici che i musicisti.

(6562)

notiziario industriale

Descrizione delle cellule fotoelettriche Philips

La gamma delle celule fotoelettriche **Philips** comprende sia i tipi a riempimento gassoso che ad alto vuoto, sia i tipi sensibili al rosso infrarosso che al bleu. Le cellule ad alto vuoto hanno una grande costanza ed immediatamente dopo il primo impulso di funzionamento non avvengono praticamente delle variazioni nelle loro caratteristiche, di modo che si può essere certi di avere sempre gli stessi valori per tutto il tempo di funzionamento. Quindi nel caso di fotocellule che controllano servo-meccanismi o meccanismi ausiliari, i quali debbono rispondere a particolari esigenze di precisione e di costanza, è raccomandabile l'uso di cellule ad alto vuoto. Le cellule a riempimento gassoso, in particolare modo nella prima ora di funzionamento, sono soggette a piccole variazioni dovute al riempimento stesso. D'altra parte, grazie al tipo di riempimento, esse hanno una grande sensibilità. Di conseguenza per quei circuiti in cui è richiesta una elevata sensibilità è raccomandabile l'uso delle cellule fotoelettriche a riempimento gassoso.

I nuovi tipi ad alto vuoto 90AV (sensibile al bleu), 90CV e 3545 (entrambi sensibili al rosso-infrarosso) hanno una costruzione speciale; essi sono di funzionamento sicuro ed hanno una grande sensibilità. Le dimensioni di queste cellule sono state mantenute ridotte è ciò costituisce un grande vantaggio quando la cellula fotoelettrica deve essere installata in un qualsiasi dispositivo preesistente. I nuovi tipo 90AG (sensibile al bleu), 90CG e 3546 (entrambi sensibili al rosso-infrarosso) sono stati aggiunti alla gamma, già esistente, delle cellule a riempimento gassoso. Esse hanno una elevatissima sensibilità e delle dimensioni ridotte. In tutti i tipi sopracitati il rapporto fra superficie sensibile e le dimensioni fisiche della cellula è molto elevato.

Una speciale cellula ad alto vuoto, sensibile al rosso-infrarosso, e precisamente il tipo 58CV, è stata progettata per una illuminazione normale alla testa della cellula stessa e le dimensioni ridotte rendono possibile la sua applicazione in tutti quei casi in cui lo spazio ha una funzione limitatrice oppure quando sia necessario avere in funzione dei banchi multipli di fotocellule.

Nella seguente tabella sono riportati i dati caratteristici dei tipi preferiti delle cellule fotoelettriche **Philips**:

Tipo	Descrizione	V_a [V]	N[1] [μA/L]	V_a max [V]	I_k max [μA]	R [MΩ]	C_{ak} [pF]	Dimensioni [mm]
58CG	Gas - Rosso	90	85	90	1.5	1	2,5	30 x 16
58CV	H.V. - Rosso	50	15	100	3.0	—	2.5	30 x 16
90AG	Gas - Bleu	90	200	90	2.5	1	0.6	47 x 19
90AV	H.V. - Bleu	100	45	100	5.0	—	0.6	47 x 19
90CG	Gas - Rosso	90	125	100	2.0	1	0.8	47 x 19
90CV	H.V. - Rosso	50	20	100	10.0	—	0.8	47 x 19
3533	Gas - Rosso	100	150	100	7.5/cm²	1	3.4	62 x 28
3534	Gas - Rosso	90	150	90	7.5/cm²	1	5.0	88 x 30
3545	H.V. - Rosso	90	20	250	5.0/cm²	—	2.0	55 x 17
3546	Gas - Rosso	90	150	90	7.5/cm²	1	2.5	55 x 17

Nella seguente tabella sono riportati i dati caratteristici delle cellule fotoelettriche disponibili solo come ricambi:

Tipo	Descrizione	V_a [V]	N[1] [μA/L]	V_a max [V]	I_k max [μA]	R [MΩ]	C_{ak} [pF]	Dimensioni [mm]
3510	H.V. - Bleu	100	3	500	3.0	—	3.0	163 x 66
3512	H.V. - Rosso	100	20	500	5.0	—	3.0	120 x 58
3530	Gas - Rosso	80	150	100	7.5	1	3.0	59 x 18
3537	Gas - Rosso	80	150	100	7.5	1	2.5	43 x 29
3538	Gas - Rosso	80	150	100	7.5	1	2.5	55 x 23
3541	Gas - Rosso	80	150	100	7.5	1	3.4	62 x 28
3543	Gas - Rosso	70	150	90	6.0	1	0.5	32 x 17

DESCRIZIONE DEI CIRCUITI

Le operazioni comandate da una fotocellula devono essere, nella maggior parte dei casi, combinate con il servizio ausiliario di un relais. Le variazioni di tensione fornite da una fotocellula sulla sulla propria resistenza in serie, sono tuttavia molto piccole, quindi, generalmente è necessario l'impiego di un amplificatore; una valvola di uscita od un thyratron forniscono generalmente la richiesta energia per il relais. Questi allora converte il ricevuto impulso di corrente in una operazione di commutazione. Ciononostante l'intero apparecchio deve essere economico, semplice e di piccole dimensioni per rispondere ai requisiti necessari richiesti.

Si possono realizzare molti circuiti ed alcuni di essi sono rappresentati in appresso. In alcuni casi è desiderabile avere un circuito molto semplice inserito direttamente sulla rete di alimentazione senza la inserzione intermedia di trasformatori, di rettificatori o di preamplificatori. In questi casi deve essere prestata attenzione al fatto che, causa fluttuazioni della tensione di rete e piccole variazioni nelle caratteristiche dei componenti del circuito, il circuito stesso è soggetto alla influenza di queste irregolarità, ed in tal caso il suo funzionamento non è sempre corretto.

Un primo circuito è mostrato in fig. 1. Esso comprende un preamplificatore EF40, un thyratron EC50 (può essere impiegato anche il tipo PL21) comandante il relais ed una fotocellula. Quando la fotocellula è illuminata, il thyratron è disinnescato ed il relais conseguentemente diseccitato. Quando l'illuminazione discende al disotto di un certo valore (che può essere regolato per mezzo del potenziometro P1) il thyratron s'innesca nuovamente ed il relais viene eccitato. A sua volta quest'ultimo comanda, ad esempio, il commutatore di un motore. Il motore a sua volta, aziona i meccanismi di controllo ausiliari; in tal modo può essere controllato l'andamento di un qualsiasi procedimento. Quando l'illuminazione aumenta nuovamente, il thyratron si disinnesca e conseguentemente il relais si diseccita. Il vantaggio di questo circuito è che il suo funzionamento è indipendente dalla frequenza di rete, ed è possibile la sua regolazione in modo tale (per mezzo del potenziometro P1), che una piccola variazione di flusso luminoso sulla superfice sensibile della fotocellula è sufficente a provocare l'innesco od il disinnesco del thyratron. La corrente anodica può essere regolata per mezzo del potenziometro P2.

Fig. 1. - R1 = 1 Mohm; R2 = 20 kohm; R3 = 1 kohm; R4 = 0,4 Mohm; R5 = R6 = 5 kohm; R7 = 2 kohm; P1 = 0,5 Mohm; P2 = 5 kohm; C1 = 50 microF; C2 = 0,1 microF.

Fig. 2. - R1 = 300 ohm; R2 = 30 ohm; R3 = 500 ohm; R4 = 10 kohm; R5 = 1 Mohm.

* * *

Un secondo circuito è mostrato in fig. 2. Il filamento del pentodo di uscita UL41 è collegato in serie ad una resistenza ed alla lampada eccitatrice per l'illuminazione della fotocellula. Quando la fotocellula non è affatto illuminata, la corrente anodica è approssimativamente 16 mA, ad illuminazione totale la corrente è di solo 4 mA, risulta così una differenza di corrente di 12 mA;

(1) Misurata con una lampada con temperatura di colore di 2600 °K.

corrente sufficentemente elevata per il sicuro funzionamento del relais.

* * *

Una terza possibilità è indicata in fig. 3. Tramite il potenziometro P1, la griglia del thyratron è portata ad un valore negativo rispetto al catodo, in tal modo il thyratron è disinnescato. Quando la cellula fotoelettrica verrà illuminata la griglia diverrà più positiva ed il thyratron diverrà conduttore. Nel caso in cui sia la fotocellula sia la lampada eccitatrice abbiano in comune la stessa sorgente di tensione alternata, deve essere prestata attenzione al fatto che con

Fig. 6 e 7. - R1 = 3 kohm; R2 = 100 Mohm; $R2_a$ = 20 Mohm; R3 = 15 kohm; R4 = 56 kohm; R5 = 47 kohm; C1 = 1000 pF; C2 = 0,05 microF; S = radd. al selenio, 100 V; P = cellula fotoelettrica.

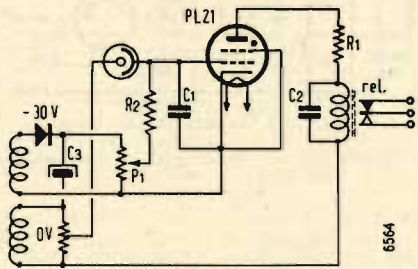



Fig. 3. - R1 = 1000 ohm; R2 = 2 Mohm; P1 = 2 Mohm; C1 = 500 pF; C2 = 1,2 microF; C3 = 25 microF.

una più bassa corrente di filamento della lampada eccitatrice (ad es. 6V/2A) possono verificarsi delle irregolarità. Il flusso luminoso della lampada eccitatrice varia con una frequenza doppia della frequenza della corrente alternata di rete. Una lampada eccitatrice con una corrente di filamento più elevata (ad es. 6V/5A) rappresenta una soluzione migliore.

Fig. 4. - R1 = 0,1 Mohm; R2 = 8 Mohm; R3 = 0,5 Mohm; R4 = 3 kohm; C1 = 0,5 microF; C2 = 20.000 pF.

* * *

Un circuito semplice per controllare se la radiazione luminosa è interrotta o meno è dato in fig. 4. In alcuni casi è necessario che il relais non cada immediatamente quando cessi l'interruzione del raggio luminoso (con burglar alarms). Allora sarà utile impiegare il circuito di fig. 5. Una capacità di 500 pF è collegata in parallelo alla resistenza di griglia. Il tempo determinato dalla costante di tempo RC del circuito di griglia è piuttosto elevato. Se il raggio luminoso viene interrotto, gli joni positivi del riempimento del thyratron sono attirati dalla griglia negativa e neutralizzeranno la carica negativa del condensatore. Se la fotocellula è illuminata di nuovo la costante di tempo RC del circuito di griglia impedisce al condensatore di essere caricato negativamente ed il thyratron si innesca nuovamente.

* * *

In molti casi è vantaggioso l'impiego di un'ampolla a scarica in gas a catodo freddo in combinazione con una cellula fotoelettrica. Se tale circuito è ben regolato, l'energia prelevata dalla rete è minima e la vita dell'ampolla a catodo freddo è molto lunga. Due circuiti sono indicati in appresso (figg. 6/7), nel primo l'ampolla a catodo freddo innesca quando il raggio luminoso, diretto alla fotocellula, viene interrotto, mentre nel secondo l'ampolla s'innesca quando la fotocellula viene colpita dal raggio luminoso. Per assicurare un perfetto funzionamento viene inserito un raddrizzatore al selenio S, in tal modo si ha la certezza di un innesco piuttosto costante.

Il condensatore C_2 è caricato in un senso e la sua tensione è applicata alla cellula fotoelettrica via R_2 e C_1. Se la cellula fotoelettrica è illuminata, il thyratron PL1267 s'innescherà ad ogni mezzo periodo purchè la tensione fra l'anodo ausiliario ed il catodo, via R_1-P-C_2 ed R_5, sia sufficentemente elevata. Una resistenza limitatrice R_6 (il cui valore dipende dal relais impiegato) viene inserita nel circuito anodico, di modo che la corrente dello stesso non possa superare 100 mA. E' raccomandabile cortocircuitare il relais con una capacità per evitare « fluttuazioni ».

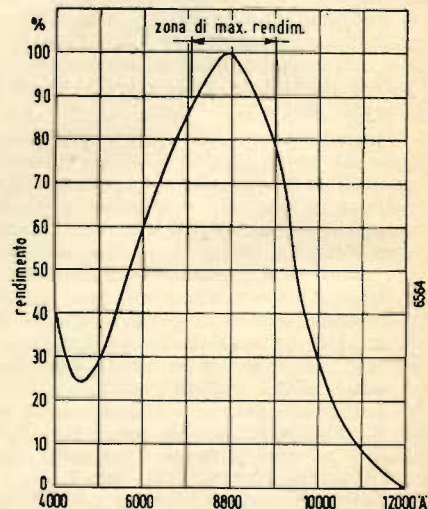
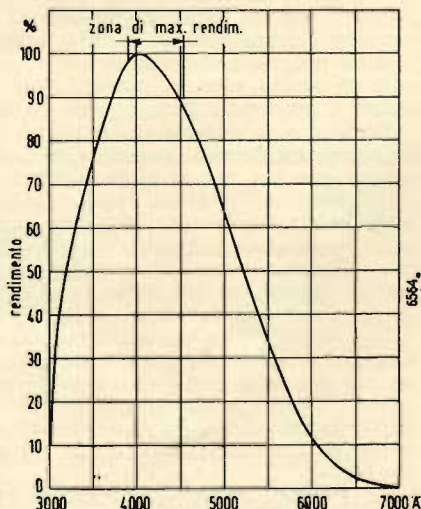
Nel circuito della fig. 7 l'ampolla si innesca quando il raggio luminoso viene interrotto. Quando la cellula fotoelettrica P può essere intercambiata con una resistenza R_2 (R_{2a}) il circuito diventa atto al funzionamento per ambedue le possibilità.

In questo caso la resistenza R_2 (R_{2a}) deve avere un valore compreso fra 20 e 60 Mohm.

Per convertire il segnale della cellula fotoelettrica nella desiderata correzione o nel desiderato movimento meccanico, all'infuori del dispositivo per amplificare il debole segnale della fotocellula in uno più forte, utilizzabile in seguito come segnale di comando, è necessario un altro dispositivo, per mezzo del quale la correzione od il controllo vengono introdotti nel circuito o nella macchina, per il cui scopo la cellula fotoelettrica è stata installata. Naturalmente quest'ultimo sarà una combinazione meccanico-elettrica, più o meno complessa, per la applicazione specifica e sulla quale non possono essere fornite informazioni generali.

(Per gentile concessione della Philips S.A.)

Fig. 5. - R1 = 0,1 Mohm; R2 = 8 Mohm; R3 = 3000 ohm; C1 = 0,5 microF; C2 = = 500 pF.

Di fianco, da sinistra a destra: responso spettrale di superficie catodiche al cesio-antimonio e di superficie catodiche al cesio-ossido d'argento.

NOVITÀ ALLA RECENTE MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

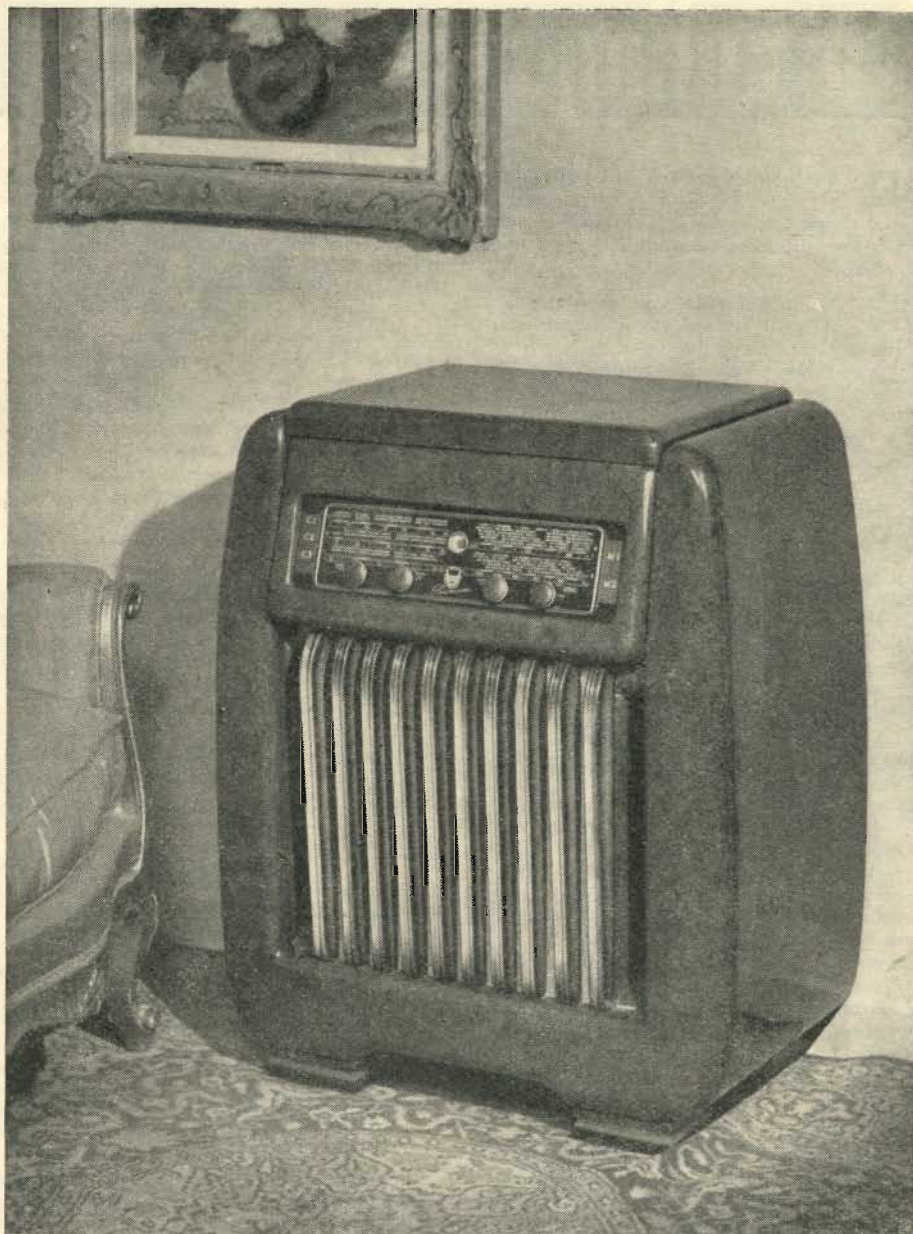
Radiogrammofono
mod. L O R E L E Y

8 valvole

5 gamme d'onda

Resa acustica di eccezionali qualità

Risposta lineare dai 40 ai 10 000 cicli

"Non è una radio ma uno strumento musicale"

Mod. Z E F I R O

5 valvole

2 gamme d'onda

Mobile in radica

"È un gioiello di eleganza"

OFFICINE RADIONDA

S. P. A.

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

MILANO - VIA CLERICI 1

TELEFONO 89.60.17

a colloquio coi lettori

D *Ho sentito parlare più volte del generatore Franklin senza riuscire mai a conoscere schema di principio e caratteristiche di funzionamento. Volete aiutarmi voi?*

R E' un generatore di oscillazioni persistenti, largamente impiegato nei calibratori e per pilotare radiotrasmettitori commerciali. Tale generatore, per la sua semplicità particolarmente adatto a radiotrasmettitori per amatori, ha stabilità grande quanto quella dei tipici circuiti ad accoppiamento elettronico (E.C.O.) e circa del medesimo ordine di quella dei generatori a cristallo. In figura è riportato lo schema di principio del *generatore Franklin.* Esso utilizza per lo più due triodi, disposti secondo lo schema convenzionale di un amplificatore ad accoppiamento a resistenza-capacità. L'amplificazione che, in tal modo si ottiene, differisce sostanzialmente da quella che può ottenersi ricorrendo a un unico stadio. Primo, perchè, se le perdite nell'accoppiamento non sono eccessivamente alte (come avviene alle frequenze più elevate), il guadagno fornito dai due stadi è nettamente maggiore di quello ottenibile con un solo tubo. Secondo, perchè, a causa della rotazione di fase introdotta normalmente da uno stadio amplificatore (180°), le tensioni all'uscita del secondo stadio, avendo subito una doppia rotazione di fase, risultano in concordanza di fase con quelle all'entrata del primo stadio. Ci si trova, in tal modo, nelle condizioni ideali per riportare un'aliquota della tensione di uscita, all'entrata del generatore, come in effetti si fa mediante due

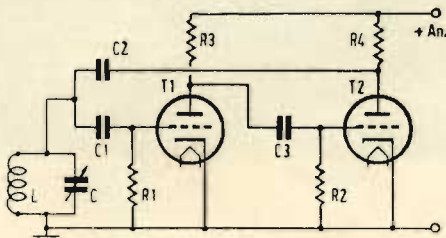



Fig. 1. - Schema elettrico di un generatore Franklin.

piccoli condensatori a basse perdite C_1 e C_2 in serie (circuito di reazione capacitivo). Se l'accoppiamento reattivo così introdotto è sufficiente, il generatore risulta in grado di fornire oscillazioni persistenti aventi la frequenza determinata dalla costante di tempo dell'accoppiamento resistenza-capacità e di valore non ben definito, che corrisponde alla massima amplificazione dello stadio. La frequenza può essere stabilizzata mediante l'inserzione di un circuito risonante parallelo *L-C*, tra i due condensatori C_1 e C_2 e la massa. Tale circuito presenta bassa impedenza a tutte le frequenze lontane da quella di risonanza. In tal caso, serve a cortocircuitare lo stadio di reazione. Alle altre frequenze, il circuito si comporta come una reattanza capacitiva o induttiva e introduce rotazioni di fase che impediscono il funzionamento del generatore. Alla risonanza, il circuito si comporta come una resistenza pura, di alto valore. In tal caso il circuito di reazione può trasferire, nel giusto valore di fase, una aliquota massima della tensione di uscita, all'entrata del primo stadio. Se le capacità dei condensatori C_1 e C_2 sono ridotte quanto più possibile, fino al valore minimo necessario per mantenere le oscillazioni persistenti, la frequenza delle stesse concidera nominalmente con la frequenza di risonanza del circuito *L-C*. La stabilità del circuito generatore Franklin dipende principalmente dalla qualità del circuito *L-C* e dalla scelta di valori molto piccoli per i due condensatori C_1 e C_2, in modo che tra i tubi e il circuito *L-C* esista un accoppiamento molto lasco. In circuiti per radiotrasmettitori commerciali la capacità di tali condensatori scende anche sotto 1 pF, comunque non supera mai qualche picofarad.

Per i suoi pregi intrinseci (indipendenza della frequenza delle oscillazioni generate dalle variazioni di tensione e dagli effetti dovuti al riscaldamento del tubo) il generatore Franklin, trova utile applicazione nella costruzione di generatori di ogni tipo per laboratorio, in ondametri, in monitori e oscillatori a cambiamento di frequenza per radioricevitori supereterodina. (LB)

* * *

D *In un trasformatore perchè è consigliabile mettere lamierini al ferro silicio il più possibile sottili?*

R L'importanza della sottigliezza dei lamierini è presto notata se si considera ogni lamierino come una spira di una certa lunghezza chiusa in corto circuito su se stessa. Se riduciamo a metà l'altezza del lamierino la lunghezza della spira resterà praticamente eguale, ma la sua sezione sarà ridotta a metà della precedente e quindi la sua resistenza sarà due volte maggiore. Nello stesso tempo essendo la superficie ridotta a metà anche la tensione indotta risulterà dimezzata e quindi la perdita ridotta alla quarta parte. (GC)

* * *

D *Cosa si intende per antenna fittizia?*

R Per antenna fittizia o « dummy antenna » si intende un circuito oscillante chiuso formato da una capacità, da una induttanza e da una resistenza e permette lo studio del comportamento delle antenne di caratteristiche note senza bisogno di realizzarle. I valori di *L* e di *C* si riferiscono a valori effettivi della induttanza e della capacità di antenna, che variando con la frequenza non debbono essere confusi con i corrispondenti valori statici.

Per un'antenna unifilare verticale che oscilli sulla sua frequenza fondamentale, la induttanza e la capacità effettiva equivale ai rispettivi valori statici moltiplicati per 0,637. (GC)

* * *

D *Come si calcola la resistenza di griglia? E quella di catodo?*

R Il calcolo della resistenza di fuga di griglia e della resistenza di polarizzazione catodica non è difficoltoso. Per polarizzazione semplice con resistenza di fuga di griglia il valore della resistenza si ottiene dividendo la tensione di polarizzazione richiesta per la corrente di griglia necessaria.

Esempio: Tensione di polarizzazione richiesta = 100 V.

Corrente di griglia necessaria = 20 mA ossia 0,020 A.

Resistenza di fuga di griglia = 100/0,02 = 5000 ohm.

Se si utilizza una combinazione di resistenza di fuga di griglia e polarizzazione di protezione fissa, il valore di questa ultima dovrà sottrarsi al valore della tensione richiesta.

Esempio: Tensione di polarizzazione richiesta = 150 V.

Polarizzazione protettiva di batteria o valvola stabilizzatrice di tensione = 90 V.

La polarizzazione richiesta dalla resistenza di fuga di griglia è di 150 — 90 = 60 V.

Corrente di griglia necessaria = 10 mA = 0,01 A.

Resistenza di fuga di griglia = 60/0,01 = 6000 ohm.

Trattandosi di una resistenza di polarizzazione di catodo le correnti normali di placca, griglia e griglia schermo dovranno essere sommate fra di loro. La tensione richiesta per il funzionamento andrà divisa per la corrente totale per ottenere il valore della resistenza desiderata.

Esempio: Corrente di griglia necessaria = 15 mA = 0,015 A.

Corrente di placca normale = 200 mA = = 0,2 A.

Corrente normale di griglia schermo = 20 mA = 0,02 A.

Corrente totale di catodo = 235 mA = = 0,235 A.

Polarizzaz. di lavoro richiesta = 150 V.

Resistenza di catodo = 150/0,235 = 638 ohm.

Per due valvole in parallelo o in montaggio simmetrico utilizzante una sola resistenza è la metà della resistenza calcolata per una sola valvola.

La potenza di dissipazione può essere calcolata colla legge di Ohm: $P = I^2 R$.

Esempio: Nel primo esempio trattato sulla resistenza di fuga di griglia:

I = 20 mA = 0,02 A
I^2 = 0,0004
R = 5000 ohm
P = 0,0004 × 5000 = 2 W

Nell'ultimo esempio trattato la potenza della resistenza catodica si ottiene:

I = 235 mA = 0,235 A
I^2 = 0,055
R = 638 ohm
P = 0,055 × 638 = 35,1 W (GC)

* * *

D *Pregherei indicarmi un sistema di manipolazione in cui non vi sia un passaggio di corrente molto forte in modo da non sporcare continuamente i contatti del tasto.*

R Si può manipolare con ottimo esito una valvola applicando una sufficiente tensione negativa di polarizzazione. La tensione di polarizzazione di blocco deve essere di valore sufficiente per vincere la tensione di eccitazione di alta frequenza di griglia nel caso si usi il metodo di manipolazione di griglia controllo. Pertanto deve essere considerevolmente maggiore della tensione nominale indicata per ciascun tipo di valvola. Le diamo due circuiti fondamentali che possono essere applicati tanto a valvole amplificatrici che oscillatrici (fig. 1a, 1b).

La manipolazione di griglia soppressore (G_3) non è consigliabile con circuiti « Tritet » od « Eco » autoeccitati: con questi ul-

timi è facile incorrere in « chirps » molto marcati.

In tutti e due i circuiti dati, il tasto è connesso in serie con una resistenza R_1 che limita il consumo di corrente del generatore di polarizzazione di blocco quando il tasto è chiuso. R_2 e C_1 compongono un filtro a resistenza-capacità per la corretta formazione dei fronti dei treni di onda in partenza. Al circolare di corrente di griglia attraverso R_2, quando il tasto è chiuso, si sviluppa la tensione di polarizzazione di lavoro. Con tali sistemi, quindi, si interrompe solo una piccola corrente, quella di G_1 o G_3, in modo che gli archi tra i contatti del tasto sono ridotti di molto. (GC)

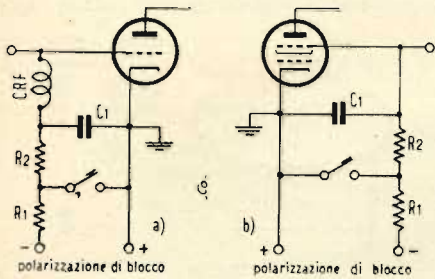



Fig. 1. - Circuiti per manipolazione applicabili a valvole amplificatrici e a valvole oscillatrici. C1 = da 0,1 a 1 microF; R1 = resistenza di limitazione di corrente, circa 50 kohm; R2 = secondo il valore richiesto dalla valvola.

* * *

D *Desidererei conoscere qualche metodo per misurare la resistenza interna di uno strumento.*

R La misura della resistenza interna di uno strumento va fatta in uno dei seguenti modi:

a) con un ohmmetro (fig. 1a) anche nel caso in cui questo strumento necessiti per la sua indicazione di qualche milliampere mentre che lo strumento da misurare è, per es., di solo un milliampere fondo scala, potendo questo sopportare per brevi istanti un certo sovraccarico (si noti che alcuni ohmmetri alla portata per resistenze basse richiedono una corrente superiore ai 100 mA nel qual caso si può danneggiare lo strumento in esame);

Fig. 1. - Circuiti per la misura della resistenza interna di uno strumento.

b) trattandosi di un voltmetro (fig. 1b) si colleghi in serie un milliamperometro con una batteria di tensione tale da dare una lettura quasi fondo scala del voltmetro: dai valori letti sui due strumenti si ricava la resistenza $R = V/I$;

c) ancora per un voltmetro si può ricorrere al dispositivo di fig. 1c in cui si fa segnare allo strumento il fondo scala con l'interruttore chiuso. Aprire l'interruttore regolando la R variabile in modo da portare l'indice dello strumento al valore di metà scala: la R sarà quindi dello stesso valore della resistenza interna dello strumento. Alla resistenza variabile R se ne può sostituire una di valore noto: si eseguono le due letture di tensione corrispondenti a resistenza cortocircuitata V_1 ed a resistenza inserita V_2, la formula seguente dà il valore cercato:

$$R_i = \frac{R}{\frac{V_1}{V_2} - 1}$$

d) trattandosi di un milliamperometro si ponga in serie ad esso (fig. 1d) una resistenza regolabile ed in parallelo un voltmetro che indicherà la caduta di tensione ai capi del milliamperometro. Si regoli la resistenza per portare il milliamperometro a fondo scala: anche in questo caso si avranno due valori e cioè la tensione data dal voltmetro e la corrente del milliamperometro. Con la legge di Ohm si avrà il dato cercato;

e) nel caso di un milliamperometro si può ancora (fig. 1e) far uso di una resistenza variabile tarata; si disponga il milliamperometro in serie ad una sorgente di f.e.m. ed una resistenza R. Quando lo strumento segnerà il massimo valore regolando opportunamente la resistenza R, si inserisca in parallelo la resistenza tarata r e la si regoli sino a portare l'indice del milliamperometro a metà della scala; in tale condizione la resistenza r avrà lo stesso valore della resistenza interna dello strumento. (GC)

* * *

D *A proposito dell'esecuzione delle misure elettriche desidero alcune delucidazioni sulla natura degli errori che affettano tali misure. In particolare è giusto parlare di approssimazione o di incertezza di una misura?*

R Gli errori che nella esecuzione di una determinata misura possono avere luogo e che portano alla determinazione di un non esatto valore sono molteplici e di natura diversa: dal banale *errore di lettura*, che può essere evitato con la dovuta attenzione, e che si commette per errata valutazione delle frazioni di divisione o per errato apprezzamento della posizione dell'indice, all'incognito *errore di taratura* a causa del quale tutte le misure risultano affette da un certo errore. Da questi esempi, riportati a solo titolo illustrativo, è facile comprendere la suddivisione universalmente accettata di *errori accidentali* e di *errori sistematici*. Ripetendo più volte la stessa misura, i primi variano in valore assoluto e in segno, i secondi rimangono costanti.

Nel caso di errori accidentali, la media aritmetica dei valori rilevati attraverso la ripetizione della stessa misura è con molta probabilità il valore cercato o, quanto meno vi è assai vicino. In generale, è quindi ammissibile l'esistenza di un *valore probabile dell'errore* che affetta la media stessa, valore determinabile calcolando nuovamente la media aritmetica delle differenze tra il valore medio calcolato e ogni singolo valore ottenuto (media aritmetica degli *scarti*).

Sia data una grandezza fisica e sia x il valore, generalmente ipotetico, che si otterrebbe con una misura rigorosamente esatta ed a il valore approssimato, ottenuto procedendo alla misura di quella. La grandezza:

$$\Delta_A = a - x$$

rappresenta l'*errore assoluto* commesso. Chiamasi invece *errore relativo* la grandezza:

$$\Delta_R = |\Delta_A / x| = |(a - x)/x|$$

rapporto tra l'errore assoluto e il valore esatto della grandezza misurata. Si osservi però che l'errore relativo, quando risulta piccolo di fronte all'unità, si può, come si fa spesso, confondere con il rapporto tra l'errore assoluto e il valore misurato:

$$\Delta_R = |\Delta_A / a| = |(a - x)/a|$$

L'errore assoluto ci dice di quanto abbiamo sbagliato eseguendo la misura. L'errore relativo ci dà l'idea dell'entità dell'errore assoluto, rispetto al valore misurato. Ricordiamo a questo punto che una misura è tanto più *approssimata* quanto più piccolo è l'errore commesso nella sua valutazione.

Per quanto si è già detto, il valore esatto della grandezza sotto misura non è generalmente noto, dato che non esiste misura capace di fornire il valore rigorosamente esatto di una certa grandezza fisica. Con ciò non è mai noto con assoluta certezza l'errore effettivo di una misura.

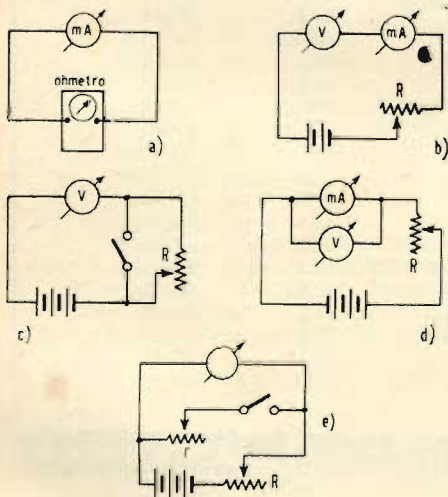
E' però noto o determinabile con sufficiente approssimazione il limite superiore del *modulo* degli errori possibili in ciascuna misura, limite al quale si può dare il nome di *incertezza* (Bottani) della misura e che, nel linguaggio corrente, si confonde molto spesso con l'errore.

In conseguenza di quanto detto è ovvio che l'enunciazione del risultato di una misura dovrebbe sempre essere fatta con due numeri: il numero trovato con la misura stessa e l'incertezza, nota o presunta, della misura. Così si dovrebbe dire ad esempio che una corrente è di 123 ± 1 mA intendendo dire che quella corrente è misurata con l'*incertezza assoluta* (oppure *a meno*) di ± 1 mA (*incertezza relativa* di ± 1/123 ≅ 0,009, ossia 0,9 %).

L'incertezza relativa viene sovente assunta come indice della precisione di una misura, anzichè esprimere tale precisione con l'inverso dell'incertezza. Così si dice che una misura è precisa all'1 %, quando essa viene eseguita con l'incertezza relativa dell'1 %.

Il concetto di incertezza di una misura è di valore pratico elevatissimo. In base ad esso si sono suddivisi gli strumenti industriali in una serie di classi secondo che con essi sia possibile eseguire misure (qualora non si corregga il risultato dei piccoli errori sistematici di taratura) con incertezze relative del 2,5 %, dell'1,5 %, dell'1 %, dello 0,5 % e dello 0,2 %.

Le ultime tre classi comprendono gli strumenti portatili di controllo e i buoni strumenti industriali; le prime due i comuni strumenti da quadro.

Da quanto detto, appare come *approssimazione* e *incertezza* corrispondano a due concetti diversi. Portando un ultimo esempio è corretto dire che, ad es., « il mio frequenziometro consente misure di buona *approssimazione* in quanto le misure con esso effettuate presentano l'*incertezza* (*relativa*) di una unità su centomila, il che sarebbe come dire un'*incertezza assoluta* di ± 10 Hz in una misura di 1 MHz ». (LB)

segnalazione brevetti

Miglioramenti negli apparecchi per televisione.
ELECTRIC & MUSICAL INDUSTRIES, a Hayes Middlesex (Gran Bretagna). (10-771)

Perfezionamenti negli apparecchi radio riceventi.
FILIPPELI ORESTE, a S. Nicola dell'Alto (Catanzaro). (10-772)

Stecche lenticolari per apparecchi radio costituite in vetro o materia plastica trasparente.
CAROSI ELIO e DUCATI Soc., a Milano. (11-856)

Dispositivo di spostamento di frequenza, utilizzabile in televisione, trasmissione multiplex e sistemi analoghi ad ultra-alta frequenza.
COMPAGNIE GENERALE DE TELEGRAPHIE, a Parigi. (12-941)

Dinamo a poli magnetici concentrici ad alta tensione particolarmente adatta per applicazioni radiotecniche e industriali.
TURCO ANGLO, a Salerno. (12-943)

Sistema per la indicazione della tenzione di rete, con regolazione manuale e dispositivo di preavviso alle variazioni della stessa, specialmente adatto per radio ricevitori, amplificatori e regolatori di tensione.
CLEMENTI SERGIO, a Vicchio di Mugello (Firenze). (1-25)

Oscillatore a larga banda d'accordo elettronico corportante un tubo a propagazione d'onda con un canale esterno di reazione.
COMPAGNIE GENERALE DE TELEGRAPHIE, a Parigi. (1-25)

Circuito di modulazione, particolarmente per impianti radar.
INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC COMPANY, a New York (S.U.A.) (1-25)

Tubo elettronico per onde ultra corte.
COMPAGNIE GENERAL DE TELEGRAPHIE, a Parigi. (1-25)

Metodo e mezzi per la trasmissione di chiamate a bassa frequenza in sistemi di telecomunicazione.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORPORATION, a New York. (1-26)

Sistema per stabilizzare la frequenza di oscillatori di microonde ed oscillatori per microonde stabilizzati con tale sistema.
RADIO CORPORATION OF AMERICA, a New York (1-27)

Perfezionamenti ai montaggi elettronici di attacco di un amplificatore push-pull.
RADIO ELECTRIQUE SOCIETE FRANCAISE, a Parigi. (1-27)

Dispositivo per la protezione delle valvole e dei condensatori degli apparecchi radio.
ROSCINI LUIGI, a Monteroberto (Ancona). (1-27)

Radiogonometro munito di sistema automatico di determinazione del senso.
SADIR-CARPENTIER Soc. An., a Parigi. (1-27)

Dispositivo di induttanza variabile, particolarmente per circuiti a radio frequenza.
ALADDIN INDUSTRIES INCORPORATED, a Chicago (S.U.A.). (2-123)

Orologio specialmente adatto ad essere applicato agli apparecchi radio atto a dare simultaneamente l'ora di tutti i paesi del mondo.
ALLULLI OSCAR, a Diano Marina (Imperia). (2-123)

Reazione negativa applicabile a stadio finale ed intervalvolare, ottenuto senza organi e dispositivi speciali, particolarmente adatta per apparecchi radioriceventi od amplificatori.
GAUDENZI ALBERTO, a Padova. (2-124)

Antenna ricevente, in particolare per la ricezione di onde ad alta frequenza.
INTERNATIONAL GENERAL ELECTRI CORPORATION, a New York (S. U. A.). (2-124)

Perfezionamento nei sistemi di radio trasmissione a impulsi a canali multipli.
SADIR-CARPENTIER, Società a Parigi. (2-125)

Antenna radio ad uso interno, atta a poter raffigurare anche dei quadri artistici o simili.
SALA GIOVANNI, a Bologna. (2-126)

Sistema di modulazione d'ampiezza di un'onda rettangolare mediante tubo a raggio catodico, applicato in particolare in trasmissioni televisive col « Dissector Tube » di Farnsworth con utilizzazione della corrente del raggio elettronico durante l'intero periodo della frequenza portante.
TAMPOLA NATALE ARMANDO, a Cassano Murge (Bari). (2-126)

Induttore d'accordo con nucleo magnetico, per circuiti a radio frequenza.
ALADDIN INDUSTRIES, a Chicago (S. U. A.). (3-226)

Procedimento di modulazione o di frequenza di onde ultracorte.
COMPAGNIE GEN. DE TELEGRAPHIE, a Parigi. (3-227)

Perfezionamenti nei dispositivi elettronici particolarmente per televisione e per impianti radar.
ELECTRIC & MUSICAL INDUSTRIES, a Hayes Middlesex (Gran Bretagna). (3-228).

Metodo per la formazione di complessi a bobine per apparecchi riceventi per televisione.
INTERNATIONAL GEN. ELECTRIC COMPANY, a New York. (3-229).

Perfezionamenti relativi a disposizioni di accoppiamento tra antenna e linea di trasmissione.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC COMPANY, a New Pork. (3-229)

Copia dei succitati brevetti può procurare:
Ing. A. RACHELI - Ing. R. BOSSI & C.
Studio Tecnico per Brevetti d'Invenzione, Modelli, Marchi, Diritto d'Autore, Ricerche, Consulenze.
Milano - Via Pietro Verri, 6 - Tel. 700.018

REGOLATORI DI FEDELTÀ A PONTE DI WHEATSTONE

(segue da pag. 250)

Anche in tale caso i risultati sono stati più che soddisfacenti e si è ottenuta una curva di risposta, con valori calcolati espressamente, perfettamente adatta agli

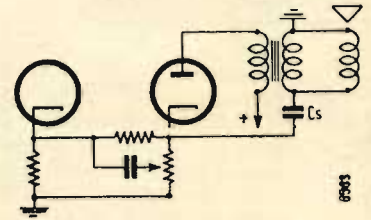



Fig. 9

scopi che si vogliono conseguire.

Naturalmente, anche in tale caso può essere aggiunta, se richiesta, la regolazione indipendente delle frequenze più basse della gamma acustica. (6563)

Nuova culla

Il giorno 3 novembre 1951 la casa dell'amico Prof. *Enrico Marani* è stata allietata dalla nascita del piccolo *Claudio*.

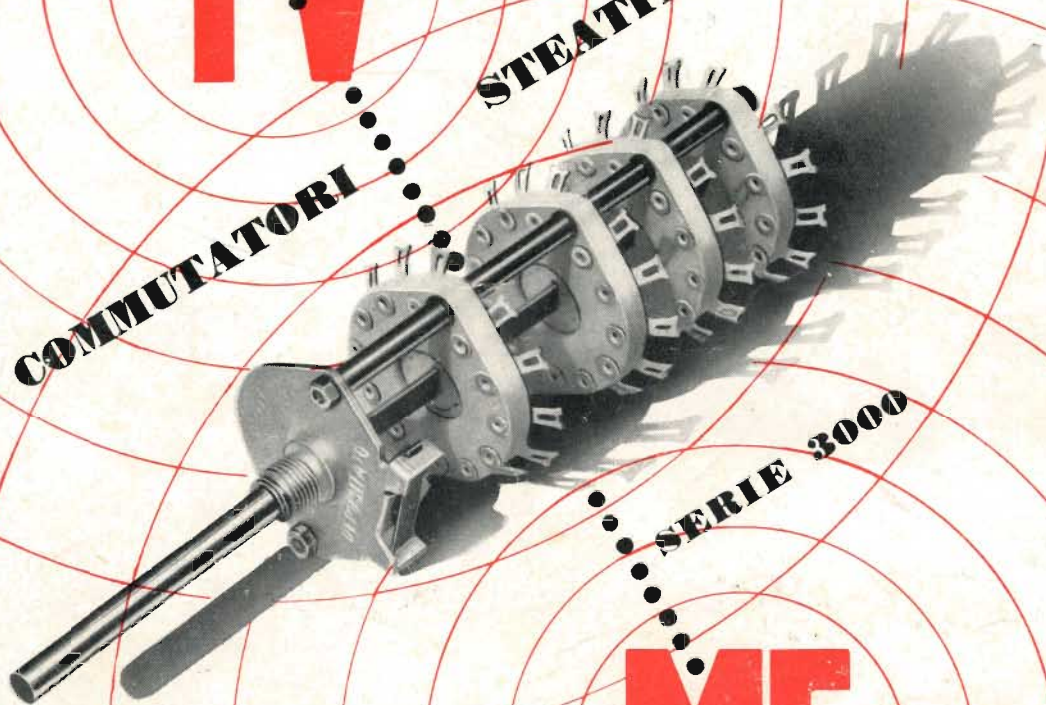
Le migliori felicitazioni di tutta la famiglia de « *l'antenna* ».

VALVOLE AMERICANE TIPO MINIATURA E TIPI EQUIVALENTI EUROPEI (PHILIPS)

Americane		*Philips*
1L4	=	DF92
1R5	=	DK91
1S4	=	DL91
1S5	=	DAF91
1T4	=	DF91
3A4	=	DL93
3A5	=	DCC90
3Q4	=	DL95
3S4	=	DL92
3V4	=	DL94
6AB8	=	ECL80
6AL5	=	EB91
6BA6	=	EF93
6BE7	=	EQ80
6BX6	=	EF80
6J6	=	ECC91
6N8	=	EBF80
6Q4	=	EC80
6R4	=	EC81
6W3	=	EY80
6X2	=	EY51
12AT7	=	ECC81
15A6	=	PL83
19W3	=	PY80
21A6	=	PL81
5882	=	DC80

piccoli annunci

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

Perfezione di ricezione,
garanzia di funzionamento,
durata di esercizio,
estetica di presentazione,
varietà di scelta in UNA qualità.
CAVI PER RADIO E TELEVISIONE
PIRELLI
BASSA CAPACITÀ E BASSE PERDITE PER QUALSIASI FREQUENZA

TV
COMMUTATORI STEATITE
SERIE 3000
MF
Il prodotto di classe
è una garanzia